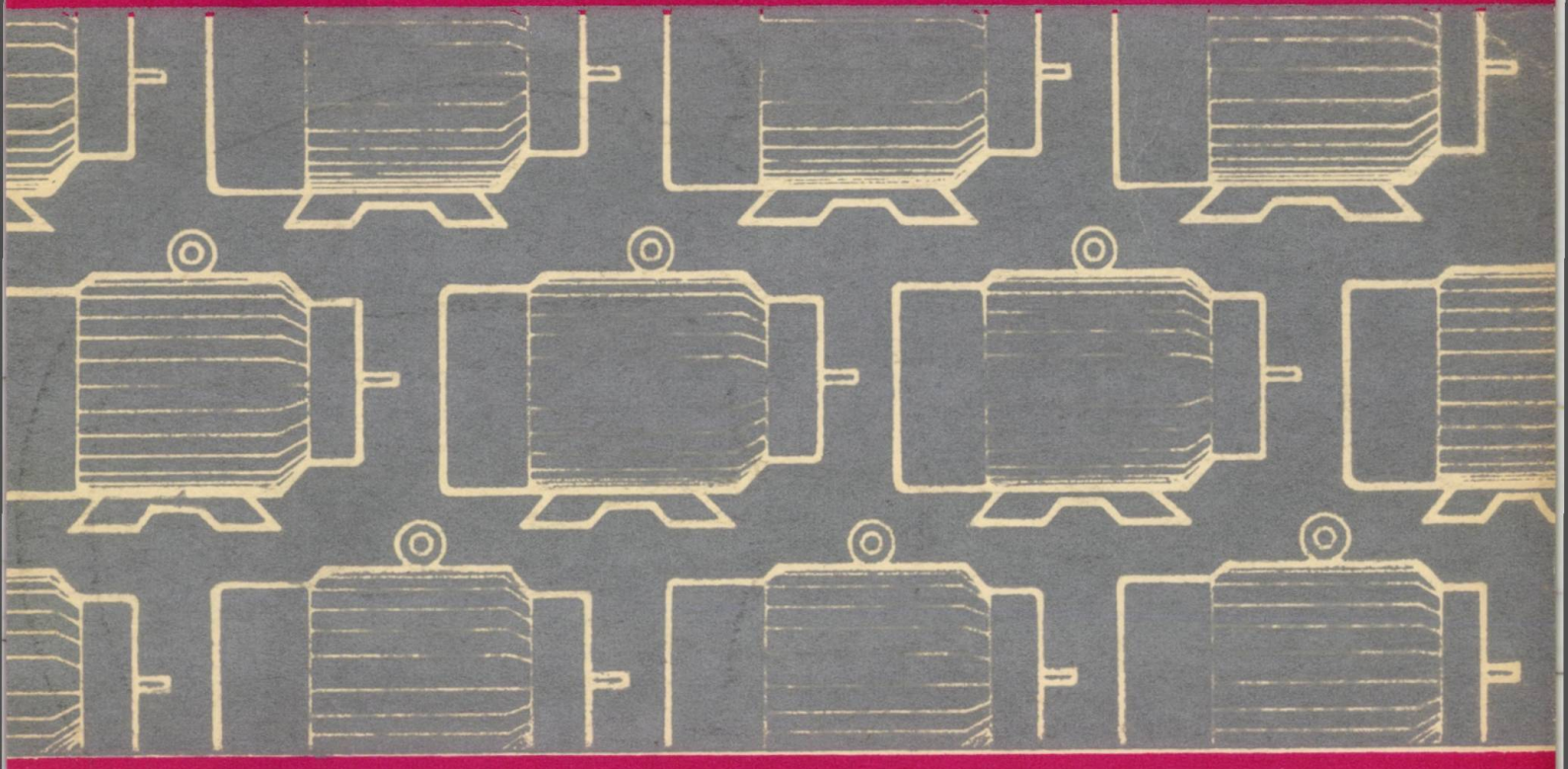
E 2040

R REFERATIVA

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 16 ● Nr. 1 ● IANUARIE 1968

1

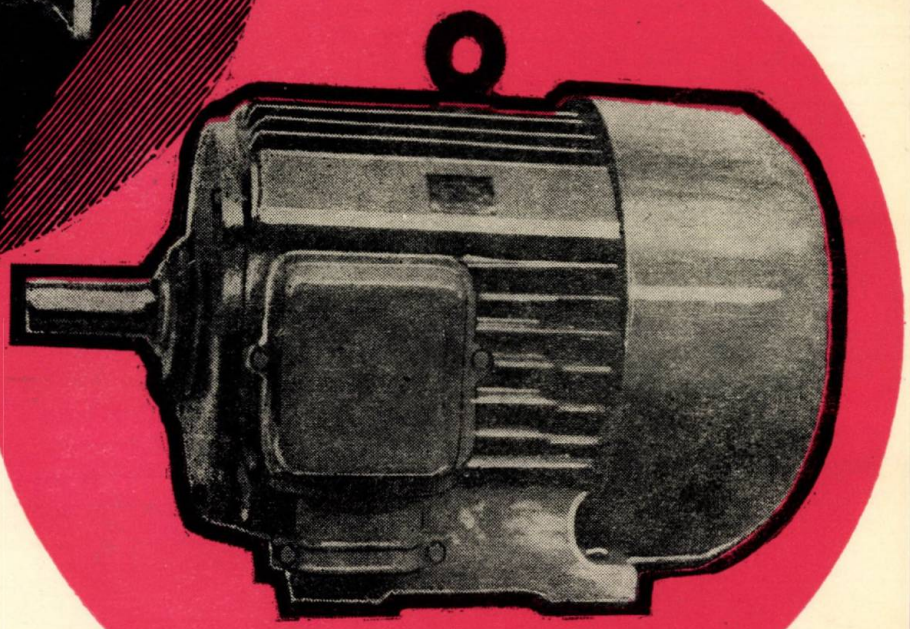
UMEB

UZINA DE MAȘINI ELECTRICE

BUCUREȘTI

Produce și livrează în toate continentele

- motoare asincrone normale și speciale ;
- mașini de curent continuu ;
- mașini sincrone ;
- grupuri convertizoare ;
- grupuri electrogene ;
- grupuri de sudură ;
- aparataj ;
- demaroare ;
- utilaje electrice diverse.



Motoare pentru pompe submersibile.

Motoare pentru pompe submersibile, funcționînd complet umplute cu apă și sub apă, la adîncimi pînă la 300 m, destinate acționării pompelor de distribuire a apei potabile.

Puterea : 4 kW ; 7,5 kW ; 10 kW; 13 kW și 17 kW.

Viteza : 3000 rot/min.

Tensiunea : 3×220 V sau 3×380 V.

Motoarele se livrează inclusiv cablul trifazat cauciucat, etanș la apă.

Motor asincron trifazat normal ASI.

Motor cu rotor în scurtcircuit și bare înalte, protecția IP 44 cu ventilație exterioară. Clasa de izolați
Gabarite și performanțe CEI sau DIN. Putere : 22—160 kW. Tensiuni : pînă la 600 V. Viteza : 750—3000 rot/

ELECTROTEHNICA

Anul 16 nr. 1, pag. 1 — 40 ianuarie 1968

CUPRINS

CZ 621.312.001/2

Avramescu, A. : **Spre noi concepţii în industria electrotehnică.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 1–2

CZ 621.3.017.71.001.24

Galan, N. : **Calculul puterii transmise corpurilor cilindrice încălzite prin inducţie.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 3–9

După ce s-au găsit soluţiile cîmpului electromagnetic prin metoda cunoscută a separării variabilelor, s-a determinat puterea transmisă piesei cilindrice supusă încălzirii prin inducţie. Expresia puterii transmise capătă o formă relativ simplă pentru unele cazuri întîlnite mai des în practică.

CZ 621.313.32.042.13.045.56

Drăgănescu, O. : **Maşini sincrone cu piese polare masive şi colivie transversală.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 9–16

În lucrare se propune o metodă de îmbunătăţire a caracteristicii de pornire a maşinii sincrone cu polii aparenţi masivi, prin dispunerea pe rotor a unei înfăşurări de pornire cu efect în special transversal. Calculele şi încercările experimentale arată că se poate obţine o astfel de îmbunătăţire. Se indică construcţia care se poate adopta, astfel ca realizarea să fie convenabilă tehnologic.

CZ 621.616.1.011.1

Ene, M. : **Elaborarea unor reguli privind folosirea metodei mărimilor determinante în electrotehnică.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 17–28

În lucrare este prezentată în detaliu, sub forma matricială, metoda mărimilor determinante. Se precizează (aceasta fiind un aport original) regulile pentru alegerea mărimilor determinante şi pentru scrierea directă a ecuaţiilor în metoda curenţilor determinanţi şi în metoda tensiunilor determinante. Se enunţă regulile pentru ordonarea ecuaţiilor şi a necunoscutelor, astfel încît matricea sistemului de ecuaţii să capete o formă particulară, în care intervine submatricea triunghiulară.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.365.51.016.313

Alexe, C. : **Simetrizarea curenţilor la cuptoarele de inducţie pe frecvenţă industrială.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 29–32

Se arată modul de simetrizare a curenţilor absorbiţi din reţeaua trifazată în cazul instalaţiilor de cuptoare de inducţie mari monofazate şi se dau fazele de calcul pentru elementele de simetrizare. De asemenea se stabileşte economia de pierdere de putere în reţea obţinută prin simetrizare.

Discuţii

Electrotehnica **16**, nr. 1, ianuarie 1968, p. 32–33

RECENZII 33–35

REFERATE 35–38

CRONICĂ 38–40

Abonați-vă
la
reviste:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

SOMMAIRE

CD 621.312.001/2

Avramescu, A. : **Vers de nouvelles conceptions dans l'industrie électrotehnique.**

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968, p. 1–2

CD 621.3.017.71.001.24

Galan, N. : **Le calcul de la puissance transmise aux corps cylindriques chauffés par induction.**

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968, p. 3–9

Après avoir trouvé les solutions du champ électromagnétique, à l'aide de la méthode classique de la séparation des variables, on a déterminé la puissance transmise à la pièce cylindrique soumise à l'échauffement par induction. L'expression de la puissance transmise prend une forme relativement simple lorsqu'il s'agit de certains cas rencontrés fréquement dans la pratique.

CD 621.313.32.042.13.045.56

Drăgănescu, O. : **Machines synchrones à pièces polaires massives et à cage transversale.**

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968, p. 9–16

Dans cet ouvrage on propose une méthode pour améliorer la caractéristique de démarrage de la machine synchrone à pôles apparents massifs, en emplaçant sur le moteur un enroulement de démarragé à effet spécialement transversal. Les calculs et les essais expérimentaux montrent que l'on peut obtenir une amélioration de cette nature. On indique la construction qui peut être adoptée pour que la réalisation puisse convenir du point de vue technologique.

CD 625.616.1.011.1

Ene, M. : **L'élaboration d'une règle concernant l'utilisation de la méthode des grandeurs déterminantes en électrotechnique.**

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968, p. 17–28

Dans cet article on présente en détail, sous forme matriciale, la méthode des grandeurs déterminantes. On précise (et ceci est un apport original) les règles pour le choix des grandeurs déterminantes et pour l'enregistrement graphique direct des équations, suivant la méthode des courants déterminants et suivant la méthode des tensions déterminantes. On énonce les règles pour l'ordination des équations et des inconues, de façon à ce que la matrice du système d'équations prenne une forme particulière, dans laquelle intervient la sous-matrice triangulaire.

Pour le jeune ingenieur

CD 621.365.51.016.313

Alexe, C. : **La symétrisation des courants d'induction pour une fréquence industrielle.**

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968 p. 29–32

On indique le mode de symétrisation des courants absorbants du réseau triphasé, dans le cas des installations de grands fours d'induction monophasés et l'on présente les phase de calcul pour les éléments de symétrisation. En même temps on établit l'économie de la perte de puissance dans le réseau, obtenue par la symétrisation.

Discussions

Electrotehnica **16**, no. 1, janvier 1968, p. 32–33

COMPTES-RENDUS 33–35

RÉFÉRATS 35–38

CRONIQUE 38–40

CONTENTS

DC 621.312.001/2

Avramescu, A.: **Towards new conceptions in electrical technology.**

Electrotehnica **16**, no. 1, jan 1968, p. 1–2

DC 621.3.017.71.001.24

Galan, N. : **The calculus of the power transmited to the cylindrical bodies heated by induction.**

Electrotehnica 16, nr. 1, jan 1968, p. 2–9

After finding the electromagnetic field solutions by means of the known method of the separation of the variables it has been determined the power transmited to the cylindrical bodies subject to the induction heating. The transmited power expression aquires a relatively simple form in certain cases more frequently met in practice.

DC 621.313.32.042.13.045.56

Drăgănescu, O. : **Synchronous machines with massive poleshoes and transversal cage.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, jan 1968, p. 9–16

In the article is suggested a method for the improvement of the start of the synchronous machine with massive salient poles by setting on the rotor a start winding having especially a transversal effect. The calculuses and the trials show that it is possible to obtain such an improvement. The construction which may be adopted and convenient from the technological view-point is also described.

DC 621.616.1.011.1

Ene, M. : **The elaboration of some rules concerning the utilization of the method of determinant quantities in the electrotechnics.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, jan 1968, p. 17–28

The method of determinant magnitudes is exposed in detail in a matrix form. The rules of the choice of determinant quantities and of the direct writing of the equations in the method of determinant currents and determinant voltages, are specified (that is the original contribution of the author). The rule of the equations and unknown quantities arrangement are stated so that the matrix of the equation system would acquire a particular form in which intervenes a triangular submatrix.

The young engineer's guide

DC 621.365.51.016.313

Alexe, C. : **The symmetrization of the currents in the inductions furnaces on industrial fréqueney.**

Electrotehnica **16**. nr. 1, jan 1968, p. 29–32

The way of the absorbed current symmetrization from the three phase network in the case of the installation of great monophased induction furnaces is shown and the calculus strages of the symmetrization elements are presented.

The economy of the power losses in the network obtained by means of the symmetrization is also established.

Discussion

Electrotehnica **16**, nr. 1, jan 1968, p. 32–33

REVIEWS 33–35

ABSTRACTS 35–38

CHRONICLE 38–40

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 1 București, ianuarie 1968

Spre noi concepții în industria electrotehnică

Acad. dr. doc. AUREL AVRAMESCU

Colectivele din unitățile productive ale industriei noastre electrotehnice stau la începutul acestui an în fața unor sarcini de mare răspundere. Ele decurg, în primul rînd, din Directivele C.C. al P.C.R. cu privire la măsurile de perfecționare a conducerii și planificării economiei naționale, care au fost larg dezbătute și apoi aprobate cu entuziasm de către Conferința Națională a P.C.R., din 6—8 decembrie 1967.

Lărgirea autonomiei întreprinderilor, creșterea atribuțiilor și competențelor în planificarea și conducerea activității economice vor permite o mai bună valorificare a rezervelor interne, o dezvoltare nestînjenită a inițiativei creatoare a colectivelor, atît de necesare în această fază a dezvoltării industriei și economiei naționale.

În luarea măsurilor corespunzătoare pentru organizarea proceselor productive, tovarășul Nicolae Ceaușescu, secretar general al C.C. al P.C.R., a recomandat concentrarea atenției asupra folosirii cu maximum de randament a capacităților de producție și a posibilităților pe care știința și tehnica modernă le oferă pentru îmbunătățirea proceselor productive, creșterea continuă a productivității muncii, reducerea prețului de cost și ridicarea calitativă a produselor.

Specializarea întreprinderilor și ramurilor productive, adîncirea diviziunii și a muncii sociale sînt consecințe directe ale aplicării neîntîrziare a progreselor științei în producție, prin mijlocirea tehnicii celei mai avansate. De aceea, cooperarea întreprinderilor și a marilor unități productive ce se vor crea — a centralelor industriale — cu unitățile de cercetare, dezvoltare și proiectare vor constitui o condiție esențială pentru promovarea tehnicii noi în toate sectoarele de activitate ale industriei noastre electrotehnice în plină dezvoltare.

Trebuie să se realizeze un flux viu de informații de-a lungul „lanțului știință-producție", a cărui verigi trebuie să asigure o trecere nemijlocită a cererilor și a rezultatelor de la o verigă la alta.

Pentru succesul cît mai deplin al acestei cooperări, colectivele de ingineri și tehnicieni trebuie să cunoască caracteristicile și particularitățile științei moderne și ale progreselor realizate în țările înaintate care se pot aplica în domeniul lor de activitate. Să precizăm pe scurt unele dezvoltări care interesează ramura electrotehnică.

Ce-a de-a doua revoluție tehnico-științifică, care se desfășoară în prezent, prevede înlocuirea unor facultăți intelectuale schematizabile ale omului în conducerea și supravegherea proceselor productive prin dispozitve complexe de calcul logic.

Revoluția se manifestă în concret prin introducerea unor elemente logice în comanda automată a proceselor și un control automat al desfășurării acestora, conform unor condiții prestabilite. Reglările automate se stabilizează față de influențe exterioare aleatorii prin elemente autoadaptive și se extind de la dispozitive și mașini individuale la întregi linii de producție. Automatizarea complexă a devenit posibilă datorită creșterii capacității și versatilității „ordinatoarelor" a calculatoarelor electronice care preiau nu numai calcule matematice, ci și operații logice nenumerice, identificări, comparații, verificări etc.

În afara faptului că elementele electrotehnice și electronice intră cu o cotă de mare pondere în construcția instalațiilor automate, această dezvoltare interesează producția electrotehnică propriu-zisă, deoarece dispozitivele de comandă a mașinilor și aparatelor trebuie să fie integrabile în sisteme de comandă logică centralizată. Avem de-a face cu o nouă infuzie de electronică în electrotehnică pe linia automatizării. Cum și altfel dispozitivele electronice, de exemplu semiconductoarele au invadat de mult construcțiile electrotehnice ca : redresoarele, pupitrele și panourile de comandă, aparatele de măsură etc., tendința de interpretare, de fuziune a ramurilor, devine din ce în ce mai evidentă. Consecințele ei nu vor întîrzia să se manifeste în necesitatea unei pregătiri complexe a cadrelor de concepție și de conducere, fără de care nu ne putem aștepta la realizări ce ating nivelul mondial.

Tehnologia diferită a elementelor electronice va cere din ce în ce mai mult specializarea unităților de producție, dar asamblarea în fabrici electrotehnice a echipamentului destinat sistemului ener-

getic, unităților industriale sau consumatorilor casnici presupune o cunoaștere perfectă a funcționării interdependente a acestor elemente de structură, tehnologie și comportare diferită.

Microminiaturizarea elementelor electronice va accentua și mai mult această discrepanță și va obliga muncitorii în curenți tari să se familiarizeze nu numai cu curenții slabi, dar și cu elemente microscopice de construcție.

La ștergerea completă a frontierelor între curenți „tari" și curenți „slabi" contribuie, între altele, noile încercări de a realiza transmisia energetică la distanță „fără fir" sau prin unde electromagnetice ghidate. Una dintre comunicările prezentate la ultimul simpozion de teoria rețelelor electrice, organizat de Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România, prevedea, cu frecvența de 10 GHz, transmisia puterii de 9 000 MW prin unde ghidate în tuburi din tablă subțire de cupru de 3 m diametru, fără conductor central. Laserii vor prilejui transmisii cu o concentrare specifică și mai mare de putere. Iată o întrepătrundere fără seamăn a electronicii și tehnicii frecvențelor înalte în electrotehnică și în tehnica tensiunilor înalte.

Ca exemple de aplicații complexe moderne, de mare intensitate științifică, amintim generatoarele magnetohidrodinamice (MHD), criomașinile care utilizează supraconductibilitatea conductoarelor la joase temperaturi, întreruptoarele cu vid sau cu gaze electronegative, triodele de putere cu tensiuni inverse înalte, miezurile magnetice speciale din ferite și tole orientate și izolanții de rășini sintetice și sticlă. Că pentru introducerea în producție a unor aplicații de acest gen ale științei nu trebuie să așteptăm zeci de ani, o atestă începerea fabricației curente a locomotivei electrice de 6 580 CP cu redresoare de siliciu. Releele se vor tranzistoriza ca și echipamentul electric auto, contactele mult solicitate tinzînd să dispară. Asamblarea în fabrică a tablourilor de distribuție, adoptarea tehnicei din telecomunicații la panourile de comandă (ceea ce comportă mari economii de material și de spațiu), primirea unor complexe integrate, nu numai de produse, dar și de linii de producție pun numeroase probleme de mare complexitate și de intens conținut științific.

Una dintre sarcinile cele mai importante ale tehnologilor din fabrici va fi asigurarea unei fiabilități maxime a echipamentelor complexe. Durata de viață a unui astfel de complex depinde de rezistența la durată a unor elemente, aparent neglijabile, a căror defectare compromite întregul ansamblu.

Echilibrarea duratei de viață a tuturor părților unui ansamblu va constitui o problemă dificilă de a cărei rezolvare competentă va depinde bunul renume al produsului respectiv și al întreprinderii producătoare, în caz de export, bunul renume al țării noastre.

Automatizarea complexă a proceselor productive comportă măsurarea precisă a unor parametrii esențiali ai sistemului și transmiterea la distanță a valorilor respective. În sisteme comandate de către calculatoare electronice se preferă astăzi teletransmisia numerică a datelor măsurate. Aceste condiții măresc cerințele de aparataj electric de măsură, ceea ce reprezintă noi sarcini pentru întreprinderile care construiesc astfel de aparate.

Ordinatoarele și dispozitivele mai reduse de calcul logic se vor introduce treptat în conducerea directă (on line) a proceselor productive. Înțelegerea problemelor de organizare științifică a proceselor și a metodelor de programare, în general „dialogul cu ordinatorul" se va impune multor cadre de conducere și concepție.

Problemele ridicării calificării științifice a cadrelor devin în aceste condiții majore. Reforma învățămîntului superior, inclusiv a celui tehnic, prezentînd o dezvoltare pe aceste linii a științei și tehnicii moderne, își propune o concentrare a învățămîntului pe disciplinele fundamentale și o mai mare elasticitate în specializare, care rămîne parțial, la alegerea studenților. Doctoratul și calificarea la înalt nivel al cercetătorilor în institutele de cercetări reprezintă însă o garanție că industria va putea să fie alimentată cu specialiști de înaltă calificare.

Cu toate acestea, consultarea reciprocă și colaborarea în colective mixte de specialiști, documentarea și informarea adîncită vor rămîne de acum înainte metodele cele mai sigure pentru rezolvarea problemelor complexe atît în unitățile din producție, cît și în cele de cercetare, dezvoltare sau proiectare.

Pentru coordonarea activității de cercetare pe ramură, Directivele C.C. al P.C.R. prevăd în ministere comisii de coordonare compuse din oameni de știință, cercetători, cadre didactice și specialiști de înaltă calificare. Aceste comisii orientează tematica și coordonează activitatea științifică a institutelor de cercetări departamentale, a centralelor și a laboratoarelor uzinale, urmărind îndeplinirea planurilor de cercetare și valorificarea rezultatelor în producție. De asemenea, comisiile elaborează propuneri pe dezvoltarea bazei materiale a cercetării științifice.

Este de presupus că, prin înființarea și activitatea unei astfel de comisii în Ministerul Industriei Construcțiilor de Mașini, cercetarea științifică în ramura electrotehnică va fi puternic sprijinită și coordonată spre a putea face față tendințelor susmenționate.

Mărețul program de măsuri pentru perfecționarea conducerii și planificării economice naționale și împărțirea administrativ-teritoriale a României va contribui, fără îndoială, la o ascensiune a industriei electrotehnice românești, spre nivelul cel mai înalt atins de știința și tehnica modernă.

Calculul puterii transmise corpurilor cilindrice încălzite prin inducție

NICOLAE GALAN * — București

CZ 621.3.017.71.001.24

1. Generalități

Avantajele deosebite pe care le prezintă încălzirea prin inducție au făcut ca acest procedeu să capete o extindere foarte largă în tratamentele termice și la încălzirea în vederea prelucrărilor prin deformare la cald, iar în ultimul timp să cucerească noi domenii de utilizare; de aceea, se fac cercetări intense pentru a se lămuri diferitele fenomene legate de încălzirea prin inducție care, în ultimă instanță, depind în mare măsură de repartiția spațială a cîmpului electromagnetic și de puterea specifică transmisă de acesta.

Gama de frecvențe folosite în prezent s-a lărgit mult, și anume, de la frecvența industrială (50 sau 60 Hz) — uneori chiar la frecvențe mai reduse (30 Hz) — pînă la frecvențe înalte de cîțiva MHz. Frecvențele medii, folosite inițial mai mult la călire superficiale, s-au extins și la alte tratamente termice.

Lărgirea gamei de frecvențe și trecerea la încălzirea prin inducție cu două frecvențe au permis aplicarea acestui procedeu și la încălzirea în vederea deformării plastice la cald (forjare, matrițare etc.), cum și la tratarea unor piese de dimensiuni foarte mari.

Aceste aplicații se extind rapid în tehnica prelucrării metalelor, avantaje deosebite prezentînd chiar tratamentele termochimice cu încălzire prin inducție.

Efectul termic care se poate realiza într-o piesă supusă încălzirii prin inducție depinde direct de puterea specifică transmisă piesei prin inducție și care se exprimă în W/m^2.

În literatura de specialitate, calculul acestei puteri se face aproximativ, bazîndu-se mai mult pe date experimentale, fără o justificare teoretică corespunzătoare.

În această lucrare se calculează puterea transmisă piesei încălzite, pornind de la ecuațiile diferențiale ale cîmpului electromagnetic.

La încălzirea succesivă a unor piese cilindrice se folosesc inductoare de o construcție relativ simplă, care prezintă o serie de avantaje. Tipurile de inductoare sînt foarte diverse și doar la unele din aceste tipuri, în literatura de specialitate găsim o fundamentare corespunzătoare din punct de vedere electrotehnic.

În cele ce urmează, vom avea în vedere inductorul cu două brațe, care urmărește piesa în sens axial ca în figura 1.

Fie două bare foarte subțiri — una de ducere și alta de întoarcere — care urmăresc un arc de cerc cu centrul în 0, avînd unghiurile la centru γ_1 și γ_2 și aflîndu-se la distanța d_1, respectiv d_2; între aceste bare coaxial se află piesa cilindrică care trebuie încălzită. Dacă piesa și inductorul sînt suficient de lungi — așa cum se întîlnește în multe cazuri — atunci cîmpul magnetic poate fi socotit plan paralel.

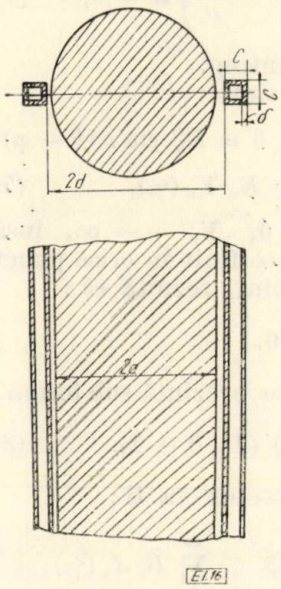


Fig. 1

Materialul cilindrului este presupus liniar și omogen din punct de vedere electromagnetic.

În aceste condiții interesează în mod deosebit puterea electromagnetică transmisă spre cilindrul conductor, deoarece acesta prezintă interes atît în calculul inductorului, cît și în calculul instalației pentru încălzire prin inducție.

Pentru determinarea puterii transmise spre cilindrul conductor este necesar să se calculeze repartiția spațială a cîmpului electromagnetic. Această determinare se va face în cadrul regimului cvasistaționar al cîmpului electromagnetic.

Într-un sistem de coordonate cilindrice, în care axa OZ coincide cu axa cilindrului, problema se reduce la integrarea ecuațiilor potențialului vector:

$$\Delta \underline{A}_i = -\mu_J = j\,\omega\,\sigma\,\mu\,\underline{A}_i \qquad (1)$$

pentru interiorul cilindrului și

$$\Delta A'_e = 0 \qquad (2)$$

pentru exteriorul cilindrului.

Avînd în vedere simetria problemei, reprezentările în complex $\underline{A}_i$ și $\underline{A}_e$ ale potențialului vector depind doar de r și de θ.

Potențialul vector are componentă numai după axa OZ:

$$\underline{A} = \overline{k}\,A_2(r, \theta). \qquad (3)$$

2. Soluția problemei în interiorul cilindrului conductor

Scriind laplacianul în coordonate cilindrice, ecuația (1) devine:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial_r}\left(r\frac{\partial \underline{A}_i}{\partial_r}\right) + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 A_i}{\partial\,\theta^2} + \gamma^2\,\underline{A}_i = 0, \qquad (4)$$

* Ing. *N. Galan* este asistent la catedra de mașini electrice din Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din București.

unde s-a notat $\gamma^2 = -j\,\omega\,\mu\,\sigma = \alpha\,(1-j)$, de unde $\alpha = \sqrt{\frac{\omega\,\sigma\,\mu}{2}}$.

Folosind metoda separării variabilelor, se caută o soluție de forma:

$$A_i\,(r,\,\theta) = R\,(r)\cdot H\,(\theta), \tag{5}$$

care duce la ecuațiile diferențiale:

$$\frac{\mathrm{d}^2 H}{\mathrm{d}\theta^2} + n^2 H = 0;$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 R}{\mathrm{d}r^2} + \frac{1}{r}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}r} + \left(\gamma^2 - \frac{n^2}{r^2}\right) R = 0, \tag{6}$$

în care n este un număr întreg.

Soluțiile ecuațiilor (6) sînt:

$$H_n = B'_n \sin\theta + C'_n \cos n\,\theta = B''_n \sin n\,(\theta - \varphi);$$

$$R_n = D_n J_n\,(\gamma_r) + E_n Y_n\,(\gamma_r), \tag{7}$$

deoarece pentru $r \to 0$, $Y_n \to \infty$, însă cum potențialul vector este finit în orice punct din interiorul conductorului, rezultă că:

$$E_n = 0.$$

Pentru $n = 0$, soluția se prezintă sub forma:

$$R_0 H_0 = B_0 J_0\,(\gamma_r)\,(D_0\,\theta + 1). \tag{8}$$

Soluția potențialului vector va fi:

$$\underline{A}_i = J_0\,(\gamma_r)\,(D_0\theta + B_0) + \sum_1^\infty B_n J_n\,(\gamma_r)\cdot$$
$$\cdot \sin n\,(\theta - \varphi). \tag{9}$$

3. Soluția problemei în exteriorul cilindrului conductor

În acest domeniu soluția este de forma:

$$\underline{A}_e = \underline{A}'_e + A''_e, \tag{10}$$

unde $\underline{A}'_e$ satisface ecuația diferențială:

$$\Delta\,\underline{A}'_e = 0, \tag{11}$$

care, în coordonate cilindrice, are forma:

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial_r}(r\,\underline{A}'_e) + \frac{1}{r^2}\frac{2\,\underline{A}'_e}{\partial\theta^2} = 0. \tag{12}$$

Presupunînd soluția de forma:

$$\underline{A}'_e = R\;(r)\,H\,(\theta), \tag{13}$$

obținem ecuațiile:

$$\frac{\mathrm{d}^2 H}{\mathrm{d}\theta^2} + n^2 H = 0;$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 R}{\mathrm{d}\,r} + \frac{1}{r}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}\,r} - \frac{n^2}{r^2} R = 0. \tag{14}$$

Soluția ecuațiilor (14) este:

$$H_n = E'_n \sin\,(\theta - \varphi);$$

$$R_n = F_n r^{-n} + G_n r^n, \tag{15}$$

dar pentru $r \to \infty$ soluția trebuie să fie finită, deci $G_n = 0$.

Soluția generală va fi:

$$\underline{A}'_e = D'_e\,\theta + E_0)\ln r + \sum_1^\infty E_n r^{-n} \sin n\,(\theta - \varphi''). \tag{16}$$

$\underline{A}''_e$ este potențialul vector al sistemului de conductoare care se calculează ca și cum cilindrul conductor nu ar exista. Configurația conductoarelor este dată în figura 2.

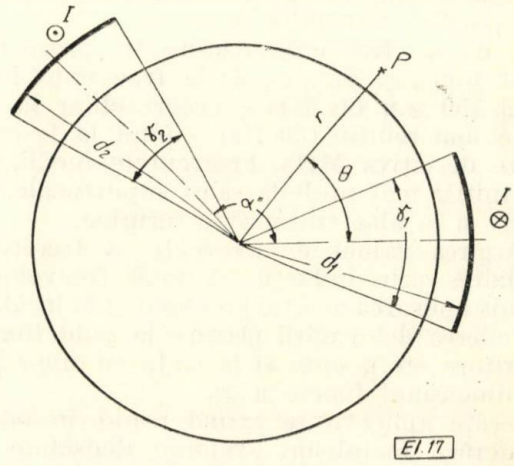


Fig. 2

Atît conductorul *1*, cît și conductorul *2* sînt parcurse de curentul I care, dacă este repartizat uniform pe lungimea $\gamma_1 d_1$, respectiv $\gamma_2 d_2$, atunci densitățile de curent vor fi:

$$\underline{J}_1 = \frac{\underline{I}}{\gamma_1 d_1} \text{ și } J_2 = \frac{\underline{I}}{\gamma_2 d_2},$$

iar potențialul vector elementar al firului de curent va fi:

$$\mathrm{d}\,A''_2 = \frac{\mu_0}{2\pi}\,\mathrm{d}\,\underline{I}\left[-\ln d + \sum_1^\infty \frac{1}{n}\left(\frac{r}{d}\right)^n \cos\,(\theta -\right.$$
$$\left. - \beta)\right] = \frac{\mu_0}{2\pi}\frac{\underline{I}}{\gamma_i}\,\mathrm{d}\,\beta\left[\ln\ d +\right.$$
$$\left. + \sum_1^\infty \frac{1}{n}\left(\frac{r}{d}\right)^4 \cos\ n\,(\theta - \beta)\right., \tag{17}$$

de unde:

$$\underline{A}''_2 = \frac{\mu_0}{2}\frac{\underline{I}}{\gamma_i}\left[-\gamma_i \ln\ d +\right.$$
$$\left. + \sum_1^\infty \frac{1}{n^2}\left(\frac{r}{d}\right)^n 2 \sin n\,\frac{\gamma}{2}\ \cos\ n\ \theta.\right.$$

Potențialul vector pentru cele două conductoare va fi:

$$\underline{A}_2'' = \frac{\mu_0 \underline{I}}{2\pi}\left\{\ln\frac{d_2}{d_1} + 2\sum_1^\infty\left[\frac{1}{n^2}\left(\frac{r}{d_1}\right)^n \frac{\sin n\frac{\gamma_1}{2}}{\gamma_1}\cos n\,\theta - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{1}{n^2}\left(\frac{r}{d_2}\right)^2 \frac{\sin\frac{\gamma_2}{2}\,n}{\gamma_2}\cos\,n\,(\theta - \alpha'')\right]\right\} =$$

$$= \frac{\mu_0 \underline{I}}{2\pi}\left\{\ln\frac{d_2}{d_1} + 2\sum_1^\infty \frac{1}{n^2} - \frac{\sin\gamma_2\frac{n}{2}}{\gamma_2}\left(\frac{r}{d_2}\right)^n\left[\frac{\gamma_2}{\gamma_1}\cdot\right.\right.$$

$$\left.\left.\cdot\frac{\sin\frac{n\gamma_1}{2}}{\sin\frac{n\gamma_1}{2}}\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^n\cos n\,\theta - \cos\,n\,(\theta - \alpha'')\right]\right\} =$$

$$= \frac{\mu_0 \underline{I}}{2\pi}\left[\ln\frac{d_2}{d_1} + 2\sum_1^\infty \frac{1}{n^2}\frac{\sin\gamma_2\frac{n}{2}}{\gamma_2}\left(\frac{r}{d_2}\right)^n G_n \cdot\right.$$

$$\left.\cdot\sin\,n\,(\theta - \varphi'')\right], \qquad (18)$$

unde:

$$G_n^2 = \left[\frac{\gamma_2}{\gamma_2}\frac{\sin n\frac{\gamma_1}{2}}{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^n\right]^2 -$$

$$- 2\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^n \frac{\gamma_2}{\gamma_1}\frac{\sin n\frac{\gamma_1}{2}}{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}\cos n\alpha'' + 1;$$

$$\operatorname{tg} n\,\varphi'' = \frac{\frac{\gamma_2}{\gamma_1}\left(\frac{d_2}{d_1}\right)^n \frac{\sin n\frac{\gamma_1}{2}}{\sin n\frac{\gamma_2}{2}} - \cos n\,\alpha''}{\sin n\,\alpha''}. \qquad (19)$$

În cazul problemei considerate, condițiile de trecere se exprimă:

$$\underline{A}_i\,(a, \theta) = \underline{A}_e\,(a, \theta);$$

$$\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial \underline{A}_i}{\partial r}\right)_{r=a} = \frac{1}{\mu_0}\left(\frac{\partial \underline{A}_e}{\partial r}\right)_{r=a}. \qquad (20)$$

De unde deducem expresiile constantelor B_0 și B_n, deoarece acestea interesează:

$$D_0 = D_0' = 0;$$

$$B_0 = \frac{\mu_0 \underline{I}}{2\pi}\cdot\frac{\ln\frac{d_2}{d_1}}{J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu}a\gamma J'(\gamma a)\ln a}; \qquad (21)$$

$$B_n = \frac{2\mu_0 \underline{I}}{\pi}, \frac{G_n}{n}\cdot\frac{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2}\cdot\frac{\left(\frac{a}{d_2}\right)^n}{n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu}\,a\gamma\,J_n'(\gamma a)}$$

și deci potențialul vector în interior va fi:

$$\underline{A}_i = \frac{\mu_0 \underline{I}}{\pi}\left[\frac{J_0(\gamma r)}{2}\cdot\frac{\ln\frac{d_2}{d_1}}{J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu}a\gamma J_0'(\gamma a)\ln a} + \right.$$

$$\left. + 2\sum_1^\infty \frac{G_n}{n}\cdot\frac{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2}\cdot\frac{\left(\frac{a}{d_2}\right)^n J_n(\gamma r)\sin n\,(\theta - \varphi'')}{n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu}a\gamma\,J_n'(\gamma a)}\right]. \qquad (22)$$

Calculul cîmpului și al puterii absorbite

Pentru calculul vectorului Poynting și al puterii complexe absorbite de conductor sînt necesare numai componentele tangențiale la frontiera conductorului:

$$\underline{E}_z = -j\,\omega\,(\underline{A}_i)_{r=a} = -j\frac{\mu_0 \underline{I}}{\pi}\,\omega\left[\frac{J_0(\gamma a)}{2}\cdot\right.$$

$$\cdot\frac{\ln\frac{d_2}{d_1}}{J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu}a\gamma J_0'(\gamma a)\ln a} + 2\sum_1^\infty\frac{G_n}{n}\cdot$$

$$\left.\cdot\frac{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}{2}\cdot\frac{\left(\frac{a}{d^2}\right)^n J_n \sin n\,(\theta - \varphi'')}{n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu}a\gamma J_n'(\gamma a)}\right]; \qquad (23)$$

$$\underline{H}_\theta = -\frac{1}{\mu}\left(\frac{\partial \underline{A}_1}{\partial r}\right)_{r=a} = -\frac{\mu_0 \underline{I}}{\pi\mu}\left[\frac{\gamma J_0'(\gamma a)}{2}\cdot\right.$$

$$\cdot\frac{\ln\frac{d_2}{d_1}}{J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu}a\,\gamma\,J_0'(\gamma a)} + 2\sum_1^\infty\frac{G_n}{n}\cdot\frac{\sin n\frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2}\cdot$$

$$\left.\cdot\frac{\left(\frac{a}{d_2}\right)^n \gamma\,J_n'(\gamma a)\sin n\,(\theta - \varphi'')}{n\,J_n\,(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu}\,a\,\gamma\,J_n'\,(\gamma a)}\right].$$

Vectorul Poynting va fi:

$$\underline{S}_r = \underline{E}_z \underline{H}_\theta^* , \tag{24}$$

iar puterea transmisă spre cilindrul conductor pe o lungime l va fi:

$$\underline{P}_a = al \int_0^{2\pi} \underline{E}_z H_\theta^* \, d\theta =$$

$$= j \frac{\mu_0^2 I \omega}{\pi^2 \mu} al \left[\frac{\gamma^* J_0^*(\gamma a) J_0(\gamma a) \left(\ln \frac{d_2}{d_1} \right)^2 2\pi}{4 \left| J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu} a \gamma J_0'(\gamma a) \right|^2} + \right.$$

$$\left. + 4\pi \sum_1^\infty \frac{G_n^2}{n^2} \left(\frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \right)^2 \frac{\gamma^* J_n'^*(\gamma a) J_n(\gamma a) \left(\frac{a}{d_2} \right)^{2n}}{\left| n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu} a \gamma J_n'(\gamma a) \right|^2} \right], \tag{25}$$

Termenul de ordinul 0 are o contribuţie foarte mică datorită faptului că d_2 este foarte apropiat de d_1, de aceea ne vom ocupa de termenul de ordinul n.

Termenul de ordinul n se mai poate pune şi sub forma:

$$\underline{P}_{an} = j \frac{4 I^2 \omega G_n^2 \mu}{n^2 \pi} al \left(\frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \right)^2 \cdot$$

$$\cdot \frac{J_n'^*(\gamma a) \left(\frac{a}{d_2} \right)^{2n} J_n(\gamma a) \gamma^*}{\left| n \frac{\mu}{\mu_0} J_n(\gamma a) + a \gamma J_n'(\gamma a) \right|^2} = j \frac{8 I^2 \alpha^2 al G_n^2}{n^2 \sigma \pi} \cdot$$

$$\cdot \left(\frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \right)^2 \cdot \frac{\gamma J_n'^*(\gamma a) J_n(\gamma a) \left(\frac{a}{d_2} \right)^{2n}}{\left| n \frac{\mu}{\mu_0} J_n(\gamma a) + a \gamma J_n'(\gamma) \right|^2} . \tag{26}$$

Deoarece la frecvenţe mari $\alpha a \gg 1$, funcţiile Bessel se pot aproxima prin formulele asimptotice:

$$J_n(\gamma a) = \sqrt{\frac{2}{\pi \gamma a}} \cos \left(\gamma a - \frac{2n+1}{4} \right), \tag{27}$$

rezultă:

$$\underline{P}_{an} = \frac{8 I^2}{\pi \sigma} \cdot \frac{G_n^2}{n^2} \left(\frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \right)^2 \frac{\alpha (1+j)}{a} \cdot$$

$$\cdot l \frac{\left(\frac{a}{d_2} \right)^2}{\left(\frac{n}{\alpha a} \cdot \frac{\mu}{\mu_0} - 1 \right)^2 + 1} . \tag{28}$$

Pentru determinarea puterii transmise se va calcula cu expresia (28) un număr oarecare de termeni în funcţie de precizia dorită, astfel ca puterea calculată cu formula (25) să fie cît mai exactă.

Se ştie însă că în practică se întîlnesc inductoare la care avem:

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma' ;$$

$$d_1 = d_2 = d ; \tag{29}$$

$$\alpha'' = \pi ;$$

în acest caz:

$$G_{2k+1}^2 = 4 ; \tag{30}$$

$$G_{2k}^2 = 0,$$

de unde rezultă:

$$P_2 = 0 ;$$

$$P_{2k+1} = \frac{32 I^2}{\pi \sigma} \cdot \frac{\alpha (1+j)}{(2k+1)^2 a} l \left(\frac{\sin \frac{2k+1}{2} \gamma'}{\gamma'} \right)^2 \cdot$$

$$\cdot \frac{\left(\frac{a}{d} \right)^{2(2k+1)}}{\left(\frac{2k+1}{\alpha a} \cdot \frac{\mu}{\mu_0} - 1 \right)^2 + 1} . \tag{31}$$

Dacă conductoarele inductorului sînt filiforme şi în plus avem $\frac{\mu}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\alpha a} \geqslant 20$, ceea ce se întîmplă în cazul corpurilor feromagnetice, a căror temperatură se află sub punctul Curie, atunci expresia (31) devine:

$$\underline{P}_{2k+1} \simeq \frac{8 I^2}{\pi \sigma} a \frac{\alpha^3 (1+j)}{\mu^2} l \mu_0^2 \frac{\left(\frac{a}{d} \right)^{2(2k+1)}}{(2k+1)^2} , \tag{32}$$

iar puterea totală va fi:

$$\underline{P}_a = \sum_{k=0}^\infty P_{2k+1} \simeq \frac{8 I^2}{\pi \sigma} a \frac{\alpha^3 (1+j)}{\mu^2} l \mu_0^2 \sum_{k=0}^\infty \frac{\left(\frac{a}{d} \right)^{2(2k+1)}}{(2k+1)^2} =$$

$$= \frac{4 I^2}{\pi \sigma} a \frac{\alpha^3 (1+j) l \mu_0^2}{\mu^2} F(x), \tag{33}$$

unde:

$$F(x) = 2 \sum_{k=0}^\infty \frac{\left(\frac{a}{d} \right)^{2(2k+1)}}{(2k+1)^2} = 2 \sum_{k=0}^\infty \frac{x^{2k+1}}{(2k+1)^2}, \tag{34}$$

cu notaţia:

$$x = \left(\frac{a}{d} \right)^2 .$$

În figura 3 este reprezentat $F(x)$.

În această situație, calculul puterii se face simplu, folosind formulele (33) și curba din figura 3.

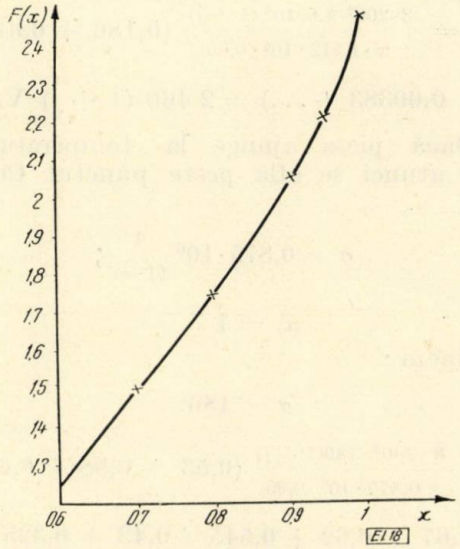


Fig. 3

În cazul în care piesa feromagnetică se găsește peste punctul Curie sau este realizată din material neferomagnetic, puterea se calculează avînd în vedere formula (31):

$$\underline{P}_a = \sum_{k=0}^{\infty} P_{2k+1} = \frac{32\, I^2}{\pi\, \sigma} \cdot \frac{\alpha\,(1+j)}{(2k+1)^2 a} \cdot$$

$$\cdot\, l \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{2k+1}{2} \gamma'}{\frac{\gamma'}{2}} \right)^2 \frac{x^{2k+1}}{\left(\frac{2k+1}{\alpha\, a} - 1 \right)^2 + 1}, \qquad (35)$$

iar, în acest caz:

$$\alpha = \sqrt{\frac{\sigma\, \omega\, \mu_0}{2}}. \qquad (36)$$

Expresiile (31) și (35) pot fi folosite pentru construcția nomogramelor, în cazul unei serii mari de astfel de piese.

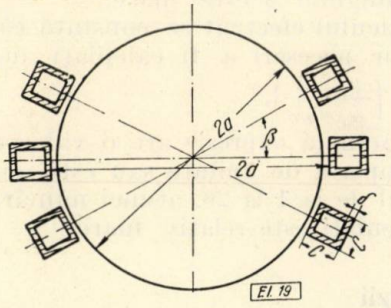


Fig. 4

Calculul puterii transmise de un inductor multiplu se calculează relativ ușor, considerînd perechile de conductoare egal distanțate cu unghiul β (fig. 4); în acest caz, avînd în vedere expresia (22), potențialul vector va fi:

$$\underline{A}_i = \frac{\mu_0 I}{\pi} N \left[\frac{J_0(r\gamma)}{2} \cdot \frac{\ln \frac{d_2}{d_1}}{J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu} a\gamma J_0'(\gamma a) \ln a} + \right.$$

$$+ 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{G_n}{n} \cdot \frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \cdot$$

$$\left. \cdot \frac{\left(\frac{a}{d_2} \right)^2 J_n(\gamma r) \sin n \left(\theta - \varphi'' - \beta \frac{N-1}{2} \right)}{n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu} a \gamma J_n'(\gamma a)} \cdot \frac{\sin N \frac{n\beta}{2}}{N \sin \frac{n\beta}{2}} \right], \qquad (37)$$

unde cu N s-a notat numărul perechilor de conductoare.

Puterea transmisă prin suprafața $r = a$ va fi:

$$\underline{P}_a = j \frac{\mu_0^2 I^2}{\pi \mu^2}\, a\, l\, N^2 \left[\frac{\gamma' J_0'^{*}(\gamma a) J_0(\gamma a) \left(\ln \frac{d_2}{d_1} \right)^2}{2 \left| J_0(\gamma a) - \frac{\mu_0}{\mu} a\gamma J_0'(\gamma a) \right|^2} + \right.$$

$$\left. + 4 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{G_n^2}{n^2} \left(\frac{\sin n \frac{\gamma_2}{2}}{\gamma_2} \right)^2 \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \left(\frac{\sin N \frac{n\beta}{2}}{N \sin \frac{n\beta}{2}} \right)^2 \frac{\gamma^{*} J_n'^{*}(\gamma a) J_n(\gamma a) \left(\frac{a}{d_2} \right)^{2n}}{\left| n J_n(\gamma a) + \frac{\mu_0}{\mu} a \gamma J_n'(\gamma a) \right|^2} \right]. \qquad (38)$$

Expresia (38) reprezintă o generalizare cu ajutorul căreia se poate calcula puterea transmisă, pentru inductoare cu mai multe spire; desigur, și în expresia de mai sus pot interveni o serie de simplificări funcție de inductorul dat.

Dacă se au în vedere (27) și (29), formula (38) devine:

$$P_a = \frac{8\, I^2 N^2 \alpha\,(1+j)}{\pi\, \sigma\, a}\, l \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{\sin \frac{2k+1}{2} \gamma'}{\frac{2k+1}{2} \gamma'} \right)^2 \cdot$$

$$\cdot \left(\frac{\sin N \frac{n\beta}{2}}{N \sin \frac{n\beta}{2}} \right)^2 \frac{x^{2k+1}}{\left(\frac{2k+1}{\alpha\, a} \cdot \frac{\mu}{\mu_0} - 1 \right)^2 + 1}. \qquad (39)$$

Pentru o încălzire uniformă, piesa se rotește astfel că puterea calculată se poate considera

repartizată uniform și în acest caz se poate defini o putere specifică medie:

$$p_a = \frac{Real\,(P_a)}{2\,\pi\,a\,l}, \qquad (40)$$

unde P_a este puterea calculată cu una din expresiile (31), (33), (37).

Exemple de calcul

Se consideră o piesă cilindrică care are raza de 5 cm, confecționată din oțel cu 0,45% C, care inițial se află la temperatura de 25°C. Această piesă este încălzită progresiv cu un inductor de felul celui studiat pînă la temperatura necesară.

Se va calcula puterea transmisă la diferite temperaturi avînd în vedere expresiile deduse mai sus.

Inductorul îl considerăm realizat din două conductoare filiforme parcurse de curentul $I = 200$ A la frecvența de 10 000 Hz.

Permeabilitatea magnetică a materialului de încălzit este constantă în raport cu temperatura pînă la punctul Curie la care scade brusc, după care rămîne iarăși constantă; în ce privește conductivitatea este monoton crescătoare cu temperatura.

Avînd în vedere cele arătate, se va calcula puterea la trei temperaturi diferite.

a) Puterea transmisă la 25°C:

$$\sigma = 6{,}522 \cdot 10^6 \frac{1}{\Omega \cdot \mathrm{m}};$$

$$\mu_r = 1\,000,$$

deci:

$$\alpha = \sqrt{\frac{\mu\,\omega\,\sigma}{2}} = \sqrt{\frac{4\,\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10^3 \cdot 6{,}522 \cdot 10^6 \cdot 2\,\pi \cdot 10^4}{2}} = 16.10^3.$$

Puterea transmisă pe unitatea de lungime după formula (31) la $x = 0{,}95$ va fi:

$$P_a = \frac{8\,I^2}{\pi\,\sigma} \cdot \frac{\alpha}{a}\,\frac{(1+j)}{\sum \frac{x^{2k+1}}{\left(\frac{2k+1}{\alpha\,a} \cdot \frac{\mu}{\mu_0} - 1\right)^2 + 1}} =$$

$$= \frac{8 \cdot 200^2 \cdot 16 \cdot 10^3\,(1+j)}{\pi \cdot 6{,}522 \cdot 10^6 \cdot 0{,}05}\,(0{,}895 + 0{,}1 + 0{,}0269 +$$

$$+ 0{,}0115 + 0{,}0059 + \ldots) = 5\,170\,(1+j)\ \mathrm{VA}.$$

b) Dar o dată cu transmiterea puterii, temperatura corpului crește. Se va calcula puterea la temperatura de 700°C.

În acest caz avem:

$$\sigma = 1{,}112 \cdot 10 \frac{1}{\Omega\ \mathrm{m}}.$$

După un calcul asemănător celui precedent se obține:

$$\alpha = 6{,}6\,.10^3;$$

$$P_a = \frac{8 \cdot 200^2 \cdot 6{,}6 \cdot 10^3\,(1+j)}{\pi \cdot 1{,}112 \cdot 10^6 \cdot 0{,}05}\,(0{,}186 + 0{,}013 +$$

$$+ 0{,}00383 + \ldots) = 2\,460\,(1+j)\ \mathrm{VA}.$$

c) Dacă piesa ajunge la temperatura de 800°C, atunci se află peste punctul Curie și deci:

$$\sigma = 0{,}875 \cdot 10^6 \frac{1}{\Omega \cdot \mathrm{m}};$$

$$\mu_r = 1$$

și obținem:

$$\alpha = 186.$$

$$P_a = \frac{8 \cdot 200^2 \cdot 189(1+j)}{\pi\,0{,}875 \cdot 10^6 \cdot 0{,}05}\,(0{,}53 + 0{,}58 + 0{,}626 +$$

$$+ 0{,}67 + 0{,}62 + 0{,}545 + 0{,}43 + 0{,}325 +$$

$$+ 0{,}24 + 0{,}175 + 0{,}125 + 0{,}091 \ldots) =$$

$$= 2\,180\,(1+j)\ \mathrm{VA}.$$

În cazul în care se ține seamă și de deschiderea conductorului trebuie ca fiecare termen să fie înmulțit cu factorul $\left(\frac{\sin \frac{2k+1}{2}\,\gamma'}{\frac{2k+1}{2}\,\gamma'}\right)^2$, în cazul în care deschiderea este relativ mică, calculele de la a) și b) nu sînt influențate sensibil de acest factor; în cazul c), în care intervine un număr mare de termeni, acest factor influențează rezultatul într-o măsură importantă.

Trebuie remarcat faptul că factorul $\left(\frac{\sin N\frac{n\beta}{2}}{N \sin \frac{n\beta}{2}}\right)$ influențează sensibil calculele în toate cazurile în care unghiul β este mare.

Din calculul efectuat se constată că numărul termenilor necesari a fi calculați depinde de expresia $\left(\frac{\mu}{\mu_0} \cdot \frac{1}{\alpha\,a}\right)$.

Dacă această expresie are o valoare subunitară apropiată de unitate sau este cuprinsă în intervalul de la 1 la 20, atunci numărul termenilor calculați este relativ mare.

Concluzii

Căutînd soluții prin metode cunoscute pentru ecuația diferențială a potențialului vector care să satisfacă condițiile de trecere pe suprafața piesei cilindrice, s-au calculat repartiția spa-

țială a cîmpului electromagnetic și puterea aparentă transmisă piesei supusă încălzirii prin inducție.

Cunoscînd puterea specifică transmisă piesei, se pot prevedea efectele termice care au loc în piesă, iar cunoașterea puterii totale transmisă piesei permite o proiectare mai judicioasă a instalațiilor de încălzire prin inducție, care sînt prevăzute cu inductoare de forma celor prezentate în lucrare.

Expresiile obținute pentru calculul puterii specifice pot fi aplicate cu ușurință, fiind relativ simple.

Puterea specifică poate fi considerată constantă, deoarece la încălzirea succesivă corpul se rotește pentru ca încălzirea să fie cît mai uniformă.

Bibliografie

[1] *Simpson, P. G.* Induction Heating. New York-Toronto-London, Mc Graw Hill Book Company, 1960.

[2] *Smythe, R. W.* Static and Dynamic Electricity. New York-Toronto-London, 1950.

[3] *Novacu, V.* Probleme de electrotehnică. București, Editura tehnică, 1964.

[4] *Hortopan, Gh.* Utilizarea energiei electrice, vol. I. București, Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej", 1960.

[5] *Țugulea, A.* Efectul de proximitate dintre un fir rectiliniu parcurs de curent alternativ și un cilindru conductor paralel cu firul. În: St. cerc. energ. electr. **14**, nr. 1, 1964, p. 63—70.

[6] *Fluerașu, C.* și *Galan, N.* Curenți induși de o bobină circulară în conductor cilindric. În: St. cerc. energ. electr. **16**, nr. 2, 1966, p. 237—255.

Intrat în redacție la 4.V.1967

Mașini sincrone cu piese polare masive și colivie transversală

OVIDIU DRĂGĂNESCU* — Craiova

CZ 621.313.32.042.13.045.56

1. Introducere

O serie de cercetări experimentale anterioare [2], [3], [4], [5], făcute atît pe mașini sincrone cu piese polare masive, cît și cu poli lamelați și colivie de pornire, au pus în evidență comportarea diferită a acestor tipuri de mașini în perioada pornirii, în funcție de modul în care era conectat bobinajul de excitație.

În lucrarea [4] s-a făcut o prezentare a fenomenului fizic, arătîndu-se că, în general, la mașina sincronă cu poli lamelați și colivie de pornire, pentru bobinajul de excitație deschis, cuplajul electromagnetic în axa transversală este mai puternic decît cel în axa longitudinală. Prin conectarea bobinajului de excitație în scurtcircuit sau pe rezistența de descărcare, cuplajul electromagnetic după axa longitudinală crește, ceea ce duce, practic, la o simetrizare a mașinii, astfel că cuplul monoaxial prezintă valori neglijabile.

Spre deosebire de acest tip de mașină, la cele cu piese polare masive și fără inele de scurtcircuitare cu bobinajul de excitație deschis, cuplajul electromagnetic după direcția transversală este mai puțin important decît cel după direcția longitudinală. La conectarea bobinajului de excitație în scurtcircuit sau pe rezistența de descărcare, cuplajul electromagnetic în axa longitudinală crește, mărind asimetria electromagnetică.

Acest fapt duce la apariția unui important cuplu monoaxial care poate limita domeniul de utilizare a acestui tip de mașină.

Rezultă deci că pentru eliminarea cuplului monoaxial care apare la mașinile sincrone cu piese polare masive este necesară o mărire a cuplajului electromagnetic după direcția transversală, adică o echilibrare a impedanțelor după cele două axe sau cu o oarecare aproximație o echilibrare a reactanțelor supratranzitorii.

Această condiție a dus la ideea amplasării unei colivii pe piesa polară masivă, care să funcționeze, practic, numai în axa transversală.

O colivie cu o astfel de comportare trebuie să fie realizată încît să fie înlănțuită de un procent cît mai mare din fluxul transversal, iar cel longitudinal, practic, să nu o înlănțuie.

Din punct de vedere fizic, colivia trebuie amplasată în axa polului, situație în care barele sînt, practic, paralele cu fluxul longitudinal.

Pentru ca cuplajul după direcția longitudinală să fie minim este necesar ca pasul dentar al acestei colivii să fie mic.

Experimental, influența numărului de bare asupra reactanțelor supratranzitorii după cele două axe a fost analizată pe o mașină sincronă cu poli lamelați și prezentată în lucrarea [2], barele fiind scoase dinspre periferie spre axa polului. A rezultat că un număr minim

* *O. Drăgănescu* este inginer principal la laboratorul central al uzinei „Electroputere" — Craiova.

de bare amplasate în axa polului asigură un cuplaj important după axa transversală.

În scopul arătat mai sus, la o mașină sincronă cu piese polare masive s-au amplasat trei bare în axa polului (fig. 1). Barele realizate din alamă au fost unite prin sudare la extremități cu platbenzi de alamă. La rîndul

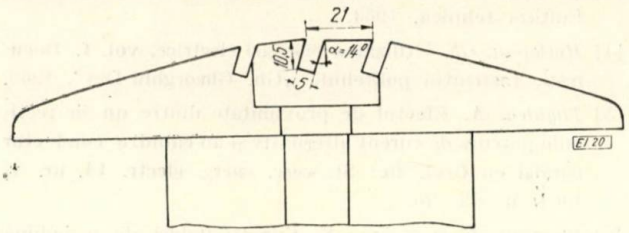


Fig. 1. Secțiune transversală prin piesa polară masivă cu crestături pentru colivie.

lor, segmentele de alamă, au fost lipite între ele prin cositorire, formînd cele două inele de scurtcircuitare a coliviei.

Pentru consolidarea coliviei din punct de vedere mecanic, crestăturile au fost făcute înclinat, iar fiecare segment de scurtcircuitare a fost prins cu cîte două buloane de piesa polară.

2. Calculul cuplului de pornire

Pentru calculul cuplului dezvoltat de motor în perioada pornirii s-a procedat în modul următor:

1. S-a considerat că în axa longitudinală există trei înfășurări: înfășurarea de exci-

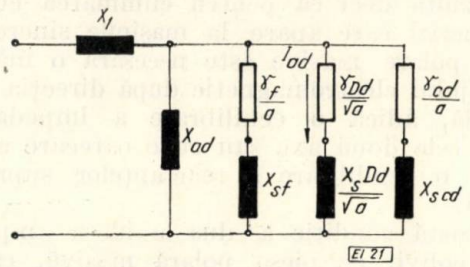


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului longitudinal.

tație, amortizorul natural și amortizorul artificial (fig. 2), iar în axa transversală exista

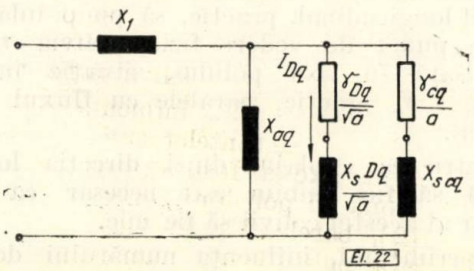


Fig. 3. Schema echivalentă a circuitului transversal.

numai două înfășurări, și anume amortizorul masiv (natural) și amortizorul artificial (fig. 3).

2. S-au calculat parametrii longitudinali și transversali ai amortizorului natural, făcînd abstracție de existența amortizorului artificial.

Pentru calculul parametrilor amortizorului natural s-a utilizat lucrarea [3].

Parametrii amortizorului masiv după direcția longitudinală, raportați la stator, s-au calculat cu relațiile [3]:

$$\gamma_{Dd}(a) = \frac{k_{rd} \cdot k_f}{100\ B\ \delta N \cdot \tau} \sqrt{\frac{\Delta_N \cdot k_{w1} \cdot \rho \cdot \pi}{2\ f\ I_{Dd} \cdot a}}\ ;\ \text{u.r.} \quad (1)$$

$$X_{sDd}(a) \simeq 0{,}75\ r_{Dd}. \quad \text{u.r.} \quad (2)$$

În realția (1), I_{Dd} este curentul echivalent în axa longitudinală și se calculează cu relația (3) prin aproximație succesivă:

$$I_{Dd} = C_{1d}\ I_{2d}\ \frac{Z_{fDd}(s)}{Z_{sDd}(s)}. \quad \text{u.r.} \quad (3)$$

Coeficientul K_{rd} cu caracter experimental s-a luat egal cu 1,2, spre deosebire de lucrarea [3], unde a avut valoarea 1,5.

Parametrii amortizorului natural din axa transversală s-au calculat cu relațiile aproximative:

$$r_{Dq} \simeq 2\ r_{Dd}\ ; \quad \text{u.r.} \quad (4)$$

$$X_{sDq}(a) \simeq 2\ X_{sDd}(a). \quad \text{u.r.} \quad (5)$$

Ca parametri ai amortizorului natural în cele două axe s-au luat cei corespunzători curentului din circuitul respectiv, determinat prin aproximație succesivă.

Pentru a scoate în evidență influența amortizorului artificial s-a calculat caracteristica $M = f(s)$ datorită numai amortizorului natural. Desfășurarea calculului este prezentată în tabela 1. În figura 6, curba *2* reprezintă caracteristica $M = f(s)$ calculată.

3. S-au calculat parametrii amortizorului artificial conform lucrării [1].

Pentru calculul parametrilor longitudinali raportați la stator se folosesc relațiile [1]:

$$X_{scd} = \frac{2\pi\mu_0 F_1 l_i}{\Phi_N}\left(\frac{l_c}{l_i}\lambda_b + C_f \frac{\tau}{l_i} K_d\right)\frac{1}{4\ S_d} + \\ + \tau_{cd\,\delta} \cdot X_{ad}\ ; \quad \text{u.r.} \quad (6)$$

$$r_{cd} = \rho \frac{F_1}{f\ \Phi_N}\left(k_r \cdot k_a \frac{l_c}{S_c} + k \frac{\tau}{S_k} K_d\right)\frac{1}{4\ S_d}, \text{u.r.} \quad (7)$$

iar pentru parametrii transversali, relațiile:

$$X_{scq} = \frac{2\pi\mu_0 F_1 l_i}{\Phi_N}\left(\frac{l_c}{l_i}\lambda_b + C_f \frac{\tau}{l_i} K_q\right)\frac{1}{4\ S_q} + \\ + \tau_{cq\,\delta} \cdot X_{aq}\ ; \quad \text{u.r.} \quad (8)$$

$$r_{cq} = \rho \frac{F_1}{f\ \Phi_N}\left(k_r \cdot k_a \frac{l_c}{S_c} + k \frac{\tau}{S_k} K_q\right)\frac{1}{4\ S_q}. \quad \text{u.r.} \quad (9)$$

Valorile coeficienților care intră în expresiile de mai sus sînt indicate în anexa 1.

S-a considerat variația în funcție de alunecare a parametrilor amortizorului artificial, de forma:

$$Z_c(a) = \frac{r_c}{s} + j\ X_c. \quad (10)$$

Tabela 1

	$s = 1$	$s = 0{,}6$	$s = 0{,}4$	$s = 0{,}2$	$s = 0{,}1$	$s = 0{,}05$
$\frac{r_{Dd}}{\sqrt{s}}$ (pentru $I_{Dd} = 1$)	0,14	0,181	0,222	0,313	0,443	0,628
$\frac{X_{sDd}}{\sqrt{s}}$ (pentru $I_{Dd} = 1$)	0,105	0,136	0,166	0,235	0,333	0,47
$\frac{r_f}{s}$	0,0306	0,051	0,0675	0,153	0,306	0,612
X_{sf}	0,139	0,139	0,139	0,139	0,139	0,139
$\frac{1}{\dot{Z}_{sf}} = \frac{1}{\frac{r_f}{s} + jX_{sf}}$	$1{,}51 - j\ 6{,}88$	$2{,}33 - j\ 6{,}35$	$3{,}05 - j\ 5{,}55$	$3{,}57 - j\ 2{,}24$	$2{,}71 - j\ 1{,}23$	$1{,}55 - j\ 0{,}353$
I_{Dd} (din aproximaţii succesive)	2,2	1,5	1,15	0,8	0,5	0,32
$\frac{r_{Dd}}{\sqrt{s}}$	0,0945	0,148	0,207	0,35	0,627	1,11
$\frac{X_{sDd}}{\sqrt{s}}$	0,071	0,111	0,155	0,263	0,47	0,832
$\frac{1}{\dot{Z}_{fDd}} = \frac{1}{\frac{r_{Dd}}{\sqrt{s}} + j\frac{X_{sDd}}{\sqrt{s}}}$	$6{,}77 - j\ 5{,}09$	$4{,}32 - j\ 3{,}24$	$3{,}09 - j\ 2{,}32$	$1{,}83 - j\ 1{,}37$	$1{,}02 - j\ 0{,}77$	$0{,}576 - j\ 0{,}43$
$\frac{1}{\dot{Z}_{fDd}} = \frac{1}{\dot{Z}_{fD}} + \frac{1}{\dot{Z}_{sDd}}$	$8{,}28 - j\ 11{,}97$	$6{,}65 - j\ 9{,}59$	$6{,}14 - j\ 7{,}87$	$5{,}4 - j\ 3{,}61$	$3{,}73 - j\ 2$	$2{,}131 - j\ 0{,}783$
$\dot{Z}_{jDd}$	$0{,}0392 + j\ 0{,}0567$	$0{,}0488 + j\ 0{,}0703$	$0{,}0617 + j\ 0{,}079$	$0{,}128 + j\ 0{,}0856$	$0{,}208 + j\ 0{,}112$	$0{,}414 + j\ 0{,}152$
$\dot{Z}_{2d}(s) = C_{1d}\dot{Z}_1 + C_{1d}^2\dot{Z}_{fDd}$	$0{,}0607 + j\ 0{,}1245$	$0{,}0711 + j\ 0{,}1395$	$0{,}086 + j\ 0{,}149$	$0{,}1604 + j\ 0{,}1576$	$0{,}25 + j\ 0{,}185$	$0{,}480 + j\ 0{,}231$
$I_{2D}(s) = \frac{U}{\dot{Z}_{2d}(s)}$ (pentru $U = \frac{1}{2}U_N$)	$1{,}585 - j\ 3{,}26$	$1{,}44 - j\ 2{,}85$	$1{,}45 - j\ 2{,}52$	$1{,}59 - j\ 1{,}56$	$1{,}285 - j\ 0{,}93$	$0{,}85 - j\ 0{,}408$
$I_{Dd} = C_{1d} I_{2d} \frac{\dot{Z}_{fDd}}{\dot{Z}_{sDd}}$	2,22	1,56	1,18	0,83	0,507	0,314
$\frac{r_{Dq}}{\sqrt{s}}$ (pentru $I_{Dq} = 1$)	0,28	0,362	0,444	0,626	0,886	1,254
$\frac{X_{sDq}}{\sqrt{s}}$ (pentru $I_{Dq} = 1$)	0,105	0,272	0,332	0,47	0,666	0,94
I_{Dq} (din aproximaţii succesive)	1,3	0,8	0,5	0,3	0,165	0,092
$\frac{r_{Dq}}{\sqrt{s}}$	0,246	0,405	0,628	1,14	2,18	4,14
$\frac{X_{sDq}}{s}$	0,184	0,304	0,47	0,858	1,64	3,1
$\dot{Z}_{2q}(s) = C_{1q}\dot{Z}_1 + C_{1q}^2\dot{Z}_{sDq}$	$0{,}298 + j\ 0{,}2816$	$0{,}48 + j\ 0{,}416$	$0{,}732 + j\ 0{,}5966$	$1{,}317 + j\ 1{,}034$	$2{,}5172 + j\ 1{,}931$	$4{,}727 + j\ 3{,}59$
$I_{2q} = \frac{U}{\dot{Z}_{2q}(s)}$ (pentru $U = \frac{1}{2}U_N$)	$0{,}883 - j\ 0{,}836$	$0{,}594 - j\ 0{,}516$	$0{,}37 - j\ 0{,}301$	$0{,}235 - j\ 0{,}185$	$0{,}125 - j\ 0{,}095$	$0{,}673 - j\ 0{,}051$
$I_{Dq} = C_{1q}\dot{I}_{2q}(s)$	1,295	0,838	0,51	0,319	0,168	0,0903
M	0,494	0,416	0,38	0,412	0,33	0,2217
I	3,32	2,85	2,55	2,0	1,49	0,995

4. Cu parametrii amortizorului natural și artificial calculați ca mai sus s-au realizat schemele echivalente ale circuitelor din axa longitudinală și transversală, cu reactanța de magnetizare scoasă la borne (fig. 4, 5).

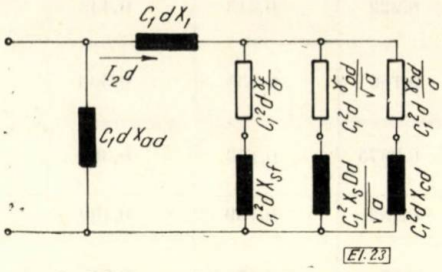


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului longitudinal cu reactanța de magnetizare scoasă la borne.

5. S-au rezolvat circuitele din figurile 4 și 5 și s-au determinat componentele active și reactive ale curenților din cele două axe, care, introduse în expresia cuplului (relația 11), dau valoarea acestuia corespunzătoare diverselor alunecări.

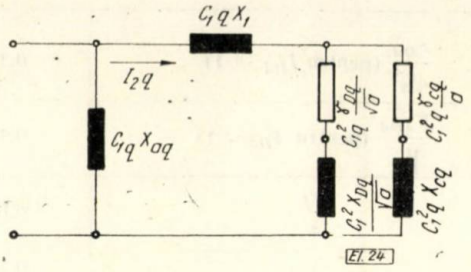


Fig. 5. Schema echivalentă a circuitului transversal cu reactanța de magnetizare scoasă la borne.

Desfășurarea calculului schemelor din figurile 4 și 5, corespunzătoare situației în care mașina a avut montată și colivia transversală, este prezentată în tabela 2.

Tabela 2

	$s = 1$	$s = 0{,}6$	$s = 0{,}4$	$s = 0{,}2$	$s = 0{,}1$	$s = 0{,}05$
$\frac{r_{cd}}{s}$	3,53	5,83	8,9	17,0	35,6	71,2
X_{scd}	0,483	0,483	0,483	0,483	0,483	0,483
$\frac{1}{\dot{Z}_{scd}} = \frac{1}{\frac{r_{cd}}{s} + j\,\dot{X}_{scd}}$	0,277 $-j$ 0,0377	0,17 $-j$ 0,0141	0,1123 $-j$ 0,061	0,056 $-j$ 0,0015	0,028 0	0,014 0
$\frac{1}{\dot{Z}_{fc\,Dd}} = \frac{1}{Z_{sf}} + \frac{1}{Z_{sDd}} + \frac{1}{Z_{scd}}$	8.557 $-j$ 12,00	6,82 $-j$ 9,604	6,252 $-j$ 6,876	5,386 $-j$ 3,611	3,76 $-j$ 2	2,14 $-j$ 0,783
$\dot{Z}_{fcDd}$	0,0394 $+j$ 0,0553	0,0492 $+j$ 0,0694	0,062 $+j$ 0,078	0,1282 $+j$ 0,086	0,207 $+j$ 0,11	0,412 $+j$ 0,151
$\dot{Z}_{2d}(s) = C_{1d}\dot{Z}_1 + C_{1d}^2\,\dot{Z}_{fcDd}$	0,0610 $+j$ 0,123	0,0719 $+j$ 0,1386	0,0863 $+j$ 0,1482	0,16043 $+j$ 0,1573	0,249 $+j$ 0,184	0,479 $+j$ 0,230
$\dot{I}_{2d}(s) = \frac{U}{\dot{Z}_{2d}(s)}$ (pentru $U = 1/2\,U_N$)	1,62 $-j$ 3,27	1,47 $-j$ 2,82	1,455 $-j$ 2,51	1,59 $-j$ 1,56	1,3 $-j$ 0,96	0,85 $-j$ 0,408
$\frac{r_{cq}}{s}$	0,222	0,37	0,505	1,11	2,22	4,44
X_{scq}	0,119	0,119	0,119	0,119	0,119	0,119
$\frac{1}{\dot{Z}_{scq}} = \frac{1}{\frac{r_{cq}}{s} + j\,X_{scq}}$	3,75 $-j$ 2,01	2,44 $-j$ 0,786	1,875 $-j$ 0,442	0,892 $-j$ 0,0955	0,45 $-j$ 0,209	0,225 $-j$ 0,006
$\frac{1}{\dot{Z}_{cDq}} = \frac{1}{\dot{Z}_{scq}} + \frac{1}{\dot{Z}_{sdq}}$	6,35 $-j$ 3,95	4,02 $-j$ 1,971	2,895 $-j$ 1,207	1,442 $-j$ 0,5165	0,722 $-j$ 0,244	0,3795 $-j$ 0,1216
$\dot{Z}_{cDq}$	0,1135 $+j$ 0,0709	0,201 $+j$ 0,099	0,294 $+j$ 0,1225	0,614 $+j$ 0,22	1,22 $+j$ 0,4	2,39 $+j$ 0,766
$\dot{Z}_{2q}(s) = C_{1q}\dot{Z}_1 + C_{1q}^2\,\dot{Z}_{cDq}$	0,1467 $+j$ 0,1423	0,2472 $+j$ 0,1741	0,352 $+j$ 0,2011	0,7172 $+j$ 0,312	1,407 $+j$ 0,456	2,6912 $+j$ 0,9346
$\dot{I}_{2q}(s) = \frac{U}{\dot{Z}_{2q}(s)}$ (pentru $U = 1/2\,U_N$)	1,755 $-j$ 1,705	1,35 $-j$ 0,95	1,065 $-j$ 0,61	0,588 $-j$ 0,265	0,313 $-j$ 0,115	0,166 $-j$ 0,058
M	0,680	0,596	0,546	0,4971	0,38	0,243
I	3,87	3,28	2,5	2,18	1,56	1,04

Comparînd impedanțele longitudinale Z_{2d} calculate (tabelele 1,2) pentru cele două situații, rezultă că influența coliviei după această direcție este, practic, neglijabilă. După direcția transversală însă influența coliviei este importantă, fapt reflectat și de curbele din figura 6, precum și de rezultatele experimentale prezentate în tabela 4.

Calculul cuplului mediu de pornire în unități relative, datorit cîmpului direct, s-a făcut utilizînd relația :

$$M = 0{,}5\,U\,(I_{2da} + I_{2qa}) - 0{,}5\,[(I^2_{2da} + I^2_{2dr})\,r_1\,C_{1d} + (I^2_{2qa} + I^2_{2qr})\,r_1\,C_{1q}]. \quad \text{u.r. (11)}$$

Curentul mediu al statorului în perioada pornirii, datorit cîmpului direct, s-a calculat cu relația :

$$I_1 = \sqrt{0{,}5\left[\left(I_{2dr} + \frac{U}{X_d}\right)^2 + \left(I_{2qr} + \frac{U}{X_q}\right)^2 + (I^2_{2da} + I^2_{2qa})\right]}. \quad \text{u.r. (12)}$$

Cuplul datorit cîmpului invers s-a calculat cu expresia :

$$M = U^2\,\frac{r_1}{2\,a - 1}\left|\frac{1}{\frac{2\,a\,r_1}{2\,a-1} + \frac{\dot{Z}_d + \dot{Z}_q}{2}}\,\frac{\dot{Z}_d - \dot{Z}_q}{\dot{Z}_d + \dot{Z}_q}\right|^2, \quad \text{u.r. (13)}$$

iar valoarea maximă a cuplului invers s-a calculat cu expresia :

$$M_{max} = \frac{U^2}{|\dot{Z}_d + \dot{Z}_q|}\left|\frac{\dot{Z}_d - \dot{Z}_q}{\dot{Z}_d + \dot{Z}_q}\right|^2. \quad \text{u.r. (14)}$$

În expresiile (15) și (14) s-a notat :

$$\dot{Z}_d = j\,X_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\,X_{ad}} + \frac{1}{\dot{Z}_{sf}} + \frac{1}{Z_{sDd}}}; \quad \text{u.r. (15)}$$

$$\dot{Z}_q = j\,X_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\,X_{aq}} + \frac{1}{\dot{Z}_{sDq}}}. \quad \text{u.r. (16)}$$

Datele principale ale mașinii folosite pentru calculul parametrilor sînt prezentate în tabela 3.

3. Rezultatele suplimentare

Cuplul în perioada pornirii a fost determinat experimental, atît în situația în care mașina nu avea montată colivia (fig. 6, curba *2*), cît și cu colivia montată pe piesele polare (fig. 6, curba *1*).

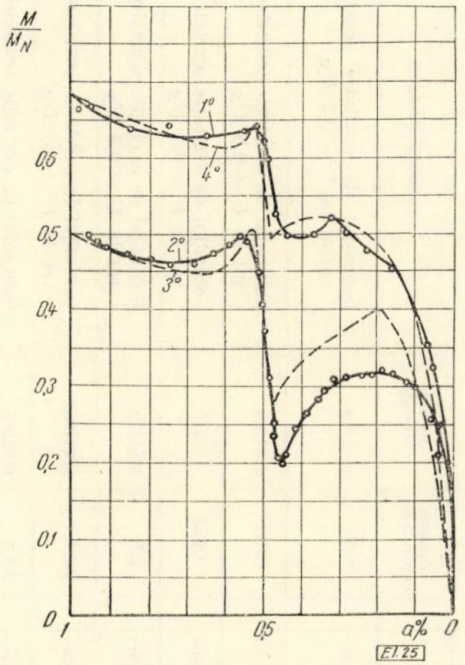


Fig. 6. Curbele de variație a cuplului dezvoltat de motor în perioada pornirii în funcție de alunecare determinate la $U = 0{,}5\,U_N$ cu bobinajul de excitație conectat pe rezistența $r_d = 10\,r_f$:

1 – curba $M = f(s)$ determinată experimental la varianta cu colivie transversală ; *2* – curba $M = f(s)$ determinată experimental la varianta constructivă fără colivie transversală ; *3* – curba $M = f(s)$ determinată prin calcul la varianta fără colivie transversală ; *4* – curba $M = f(s)$ determinată prin calcul la varianta cu colivie transversală.

Pentru ridicarea experimentală a curbei de variație a cuplului în funcție de turație s-a utilizat metoda statică cu dinam frînă.

Comparînd curbele experimentale cu cele teoretice pentru situația în care rotorul nu are colivia montată, se constată o concordanță satisfăcătoare între rezultatele calculate și cele experimentale, în special în zona $1 > a > 0{,}5$. Pentru situația în care colivia transversală este montată se constată o foarte bună concordanță între valorile calculate ale cuplului și cele determinate experimental.

Experimental au fost determinate reactanțele supratranzitorii și reactanța inversă pentru cele două variante constructive (tabela 4).

Tabela 3

m	W_1	K_{w1}	D_{int} cm	τ, cm	l_i, cm	l_p, cm	r_1, u.r.	X_1, u.r.	X_{ad}, u.r.	X_{aq}, u.r.	X_{1f}, u.r.	$(1+k)r_f$, u.r.	B_δ, Wb/cm²	Φ, W b	A_N, A/cm	K_f	K_{rd}
3	33	0,92	54	28,3	25,6	26	0,016	0,0577	1,0023	0,8423	0,139	0,306	$0{,}744 \cdot 10^{-4}$	0,0343	254	1,694	1,2

Tabela 4

Motor fără colivie					Motor cu colivie transversală		
Denumirea parametrului	U/M	Metoda utilizată	Condițiile încercării	Valoarea parametrului	Metoda utilizată	Condițiile încercării	Valoarea parametrului
Cuplul de pornire	u.r.	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	0,44	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	0,675
Cuplul minim	u.r.	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	0,16	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	0,435
Cuplul sincron	u.r.	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	0,135	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	0,215
Curentul de pornire stator	u.r.	statică	bobinajul de excitație scurtcitcuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	2,8	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	3,56
Curentul de pornire rotor	A	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	20,4	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	24,5
Curentul rotor la $s = 0{,}5$	A	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat, $U = 0{,}5\ U_N$	14,4	statică	bobinajul de excitație scurtcircuitat la $U = 0{,}5\ U_N$	18
Cuplul de pornire	u.r.	statică	bobinajul de excitație pe rezistență R $= 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	0,515	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	0,685
Cuplul minim	u.r.	statică	bobinajul de excitație pe rezistență $R = 10\ r_f$; $U = 1{,}5\ U_N$	0,2	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	0,495
Cuplul sincron	u.r.	statică	bobinajul de excitație pe rezistență $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	0,25	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	0,325
Curentul de pornire stator	u.r.	statică	bobinajul de excitație pe rezistență $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	2,77	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	3,4
Curentul de pornire rotor	A	statică	bobinajul de excitație pe rezistență $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	20	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	22
Curentul rotor la $s = 0{,}5$	A	statică	bobinajul de excitație pe rezistență $R = 10\ t$; $U = 0{,}5\ U_N$	12	statică	bobinajul de excitație pe rezistența $R = 10\ r_f$; $U = 0{,}5\ U_N$	15,7
Pierderi în fier	W	antrenare sincronă	$U = U_N$	2 560	antrenare sincronă	$U = U_N$	2 690
Pierderi suplimentare	W	antrenare sincronă	$I = I_N$ — indus scurtcircuitat	2 080	antrenare sincronă	$I = I_N$ — indus scurtcircuitat	2 020
Reactanța la succesiune inversă	u.r.	antrenare contra cîmp	$I = I_N$	0,228	antrenare contra cîmp	$I = I_N$	0,125
Reactanța supratranzitorie longitudinală	u.r.	metoda statică	$I = I_N$ — inductor scurtcircuitat	0,1526	metoda statică	$I = I_N$ — inductor scurtcircuitat	0,1325
Reactanța supratranzitorie transversală	u.r.	metoda statică	$I = I_N$	0,2674	metoda statică	$I = I_N$	0,1415

Se remarcă o importantă diminuare a reactanței supratranzitorii transversale la varianta cu colivie, ceea ce denotă influența coliviei în această axă, adică o mărire a cuplajului electromagnetic.

Pierderile suplimentare în sarcină și pierderile în fier prezintă, practic, aceleași valori la ambele variante constructive (tabela 4).

Montarea coliviei transversale a fost făcută pe o mașină care nu era construită în acest scop. Pentru ca demontarea piesei polare să fie ușoară se preconizează varianta constructivă din figura 7, în care buloanele de prindere a piesei

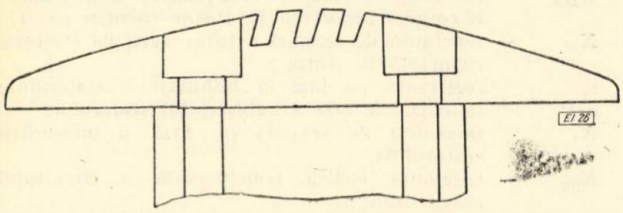


Fig. 7. Secțiune prin piesa polară masivă cu crestături pentru colivie transversală și buloane de prindere laterale.

polare masive sînt dispuse lateral, paralel cu axa polului. Fără dificultăți tehnologice importante, aceste buloane pot fi montate și înclinate înspre axa polului.

4. Concluzii

1. Montarea unei colivii în axa transversală la mașinile sincrone cu piese polare masive poate contribui, practic, la micșorarea cuplului monoaxial, mărind în același timp cuplul dezvoltat de motor în perioada pornirii (fig. 6).

2. Dispunînd lateral buloanele de prindere a piesei polare, se păstrează unele proprietăți tehnologice specifice mașinii sincrone cu piese polare masive.

3. Modificarea pierderilor suplimentare în sarcină și a pierderilor în fier datorită amplasării coliviei transversale este, practic, neesențială.

4. Concordanța dintre curba cuplului calculată și cea determinată experimental la varianta constructivă cu colivia transversală arată că premisele au fost corect stabilite, metodica de calcul putînd fi utilizată cu bune rezultate.

ANEXA I

Pentru calculul parametrilor s-a utilizat sistemul de unități M.K.S.A., cu deosebirea că pentru lungimi s-a luat ca unitate de măsură centimetrul.

Calculul parametrilor coliviei de pornire

1. Permeanța specifică de scăpări a unei bare rotorice se calculează cu relația :

$$\lambda_b = \lambda_c + \lambda_d = 0{,}636 - 0{,}136 = 0{,}5, \qquad (-1)$$

unde :

λ_c este permeanța specifică de scăpări a crestăturii ;
λ_d — permeanța specifică de la dinte la dinte.

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3\,b_c} + \frac{h_0}{b_0} = 0{,}636, \qquad (1-2)$$

unde :

$h_1 = 1{,}05$ cm este înălțimea crestăturii ;
$b_c = 0{,}55$ cm — lățimea crestăturii.

Crestătura fiind fără istm, h_0 și b_0 (dimensiunile acestuia) sînt nule.

Din [1, fig. 8] rezultă pentru $\frac{b_0}{\delta_0'} = \frac{b_c}{\delta} = 2{,}2$;

$$\lambda_d = -\,0{,}136.$$

2. Coeficientul ideal de acoperire a pasului polar :

$$\alpha = \frac{b_p}{\tau} = \frac{20}{28{,}3} = 0{,}706, \qquad (1-3)$$

unde :

$b_p = 20$ cm este lățimea piesei polare.

3. Unghiul geometric dintre barele extreme de pe piesa polară :

$$2\,\beta = \frac{(n_c - 1)\,t_c}{\tau}\,180^\circ = \frac{(3-1)\,2{,}1 \cdot 180}{28{,}3} = 26^\circ 42', \qquad (1-4)$$

unde :

$n_c = 3$ este numărul de bare al coliviei ;
$t_c = 2{,}1$ cm — pasul dentar al coliviei rotorice.

4. Unghiul geometric dintre două bare vecine :

$$\alpha_c = \frac{t_c}{\tau}\,180^\circ = \frac{2{,}1}{28{,}3}\,180 = 13^\circ 21'. \qquad (1-5)$$

5. Coeficientul k_D :

$$k_D = \frac{\sin \alpha_c\, n_c}{n_c \sin \alpha_c} = \frac{\sin 40^\circ}{3 \sin 13^\circ 21'} = 0{,}9288. \qquad (1-6)$$

6. Coeficientul b_D :

$$b_D = \cos n_c\, \alpha_c - k_D \cos \alpha_c = -\,0{,}14. \qquad (1-7)$$

7. Coeficientul S_d :

$$S_d = \frac{n_c}{4}(1 - k_D) = 0{,}0535. \qquad (1-8)$$

8. Coeficientul S_q :

$$S_q = \frac{n_c}{4}(1 + k_D) = 1{,}445. \qquad (1-9)$$

9. Coeficientul K_d :

$$K_d = \frac{1}{2 \sin^2 \frac{\alpha_c}{2}} \left[2 + \frac{n_c}{4} \frac{b_D}{S_D} \right] \frac{\alpha_c}{\pi};$$

$$K_d = \frac{1}{2 \cdot 0{,}1165^2} \left[2 - \frac{3}{4} \frac{0{,}14}{0{,}0535} \right] \frac{13^\circ 21'}{180^\circ} = 0{,}104. \qquad (1-10)$$

10. Coeficientul K_q:

$$K_q = \frac{1}{2 \sin^2 \frac{\alpha_c}{2}} \left[1 - \cos n_c \alpha_c + n_c \frac{\alpha_c}{\pi} b_D \right] \frac{1}{4 S_q};$$

$$K_q = \frac{1}{2 \cdot 0{,}1165^2} \left[1 - 0{,}675 - 3 \frac{13°21'}{180°} 0{,}14 \right] \frac{1}{4 \cdot 1{,}445} = 1{,}91. \quad (1-11)$$

11. Coeficientul $\tau_{cd\delta}$:

$$\tau_{cd\delta} = \frac{\pi^2}{16} \frac{\alpha_c}{180°} \frac{1}{\sin^2 \frac{\alpha_e}{2}} \left[2 + \frac{b_D}{1 - k_D} \right] \frac{k_d}{S_d} - 1;$$

$$\tau_{cd\delta} = \frac{3{,}14}{16} 0{,}0742 \cdot 37 \left[2 - \frac{0{,}14}{1 - 0{,}9288} \right] \frac{0{,}966}{0{,}0535} - 1 = 0. \quad (1-12)$$

Datorită poziției și numărului redus de bare al coliviei rotorice, coeficientul scăpărilor suplimentare longitudinale este practic nul.

12. Coeficientul $\tau_{cq\delta}$:

$$\tau_{cq\delta} = \frac{\pi^2}{64} \frac{1}{\sin^2 \frac{\alpha_c}{2}} \frac{1 - \cos n_c \alpha_c + \frac{\alpha_c}{\pi} n_c b_D}{S_q^2} - 1;$$

$$\tau_{cq\delta} = \frac{3{,}14^2}{64} \frac{1}{0{,}1165^2} \frac{1 - 0{,}765 - 3 \cdot 0{,}0742 \cdot 0{,}14}{1{,}445^2} - 1 = 0{,}1. \quad (1-12)$$

Introducînd în expresiile (6), (7), (8), (9) mărimile calculate mai sus, se obțin parametrii amortizorului artificial.

Notații

A_N — pătura liniară de curent, A/cm;
$B_{\delta N}$ — valoarea maximă a inducției magnetice nominale în întrefier;
k_{w1} — factorul de înfășurare al bobinajului statorului;
$\rho = 2 \cdot 10^{-5}$ Ω cm — rezistivitatea fierului;
f — frecvența rețelei;
a — alunecarea;
I_{Dd} — curentul echivalent longitudinal (fig. 2);
I_{Dq} — curentul echivalent transversal (fig. 3);
k_f — coeficientul prin care se ține seamă la calculul parametrilor de efectul de capăt;
k_{rd} — coeficientul din expresia lui r_{Dd};
τ — pasul polar, cm;

$C_{1d} = 1 + \frac{X_1}{X_{ad}}$;

$C_{1q} = 1 + \frac{X_1}{X_{aq}}$;

$I_{2d} = I_{2da} + j\, I_{2dr}$ — componenta curentului longitudinal (fig. 4);
$I_{2q} = I_{2qa} + j\, I_{2qr}$ — componenta curentului transversal (fig. 5);
l_i — lungimea ideală a mașinii, cm;
l_c — lungimea unei bare a coliviei de amortizare = 30 cm;
λ_b — permeanța specifică de scăpări corespunzătoare unei bare a coliviei transversale
c_f — permeanța specifică corespunzătoare scăpărilor pe unitatea de lungime a inelului de conexiune = 0,1;
r_{Dd} — rezistența echivalentă longitudinală a amortizorului natural raportată la stator (pentru $s = 1$);
r_{Dd} — rezistența echivalentă transversală a amortizorului natural raportată la stator (pentru $s = 1$);
r_{cd} — rezistența echivalentă longitudinală a coliviei raportată la stator (pentru $s = 1$);
r_{cq} — rezistența echivalentă transversală a coliviei raportată la stator (pentru $s = 1$);
r_f — rezistența înfășurării de excitație raportată la stator;
X_{sDd} — reactanța de scăpări echivalentă longitudinală a amortizorului natural, raportată la stator (pentru $s = 1$);
X_{scd} — reactanța de scăpări echivalentă longitudinală a coliviei raportată la stator (pentru $s = 1$);
X_{sf} — reactanța de scăpări a înfășurării de excitație raportată la stator;
r_1 — rezistența pe fază a bobinajului statorului;
m — numărul de faze a bobinajului statorului;
X_1 — reactanța de scăpări pe fază a înfășurării statorului;
X_{aq} — reactanța ciclică transversală a circuitului magnetizant;
K_d, K_q — coeficienții care intră în expresiile rezistențelor și reactanțelor și prin care se ține seamă de inele de conexiune;
S_d, S_q — coeficienții care intră în formulele rezistențelor și reactanțelor care rezultă din raportarea amortizorului la înfășurările echivalente;
$\tau_{cq\delta}$ — coeficientul scăpărilor suplimentare transversale ale coliviei;
k_r — coeficientul de majorare a rezistenței datorit curenților turbionari;
k_a — raportul dintre rezistivitatea materialului din care sînt executate barele și rezistivitatea cuprului;
k — raportul dintre rezistivitatea materialului din care sînt executate inelele de conexiune și rezistivitatea cuprului;
X_{sDq} — reactanța de scăpări echivalentă transversală a amortizorului natural raportată la stator (pentru $s = 1$);
X_{scq}' — reactanța de scăpări echivalentă transversală a coliviei raportată la stator (pentru $s = 1$);
$\tau_{cd\delta}$ — coeficientul scăpărilor suplimentare longitudinale ale coliviei;
X_{ad} — reactanța ciclică longitudinală a circuitului magnetizant.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Calculul parametrilor înfășurărilor de amortizare ale mașinilor sincrone cu poli aparenți. În: Electrotehnica **11**, nr. 1, 1963, p. 1–10.
[2] *Drăgănescu, O.* și *Galbenu, Gh.* Cercetări experimentale asupra comportării diverselor variante constructive de mașini sincrone și asincrone în perioada pornirii. București, I.D.T., colecția „Din experiența uzinelor noastre", 1965.
[3] *Nicolaide, A.* și *Drăgănescu, O.* Caracteristicile de pornire ale motoarelor sincrone cu poli aparenți masivi. În: Electrotehnica **11**, nr. 6, 1963, p. 215–225.
[4] *Drăgănescu, O.* Considerații asupra modului de producere a cuplului monoaxial la mașina sincronă. În: Electrotehnica **13**, nr. 10, 1963, p. 358–361.
[5] *Drăgănescu, O., Cîmpeanu, A.* și *Galbenu, Gh.* Cercetări experimentale asupra caracteristicii de pornire a mașinilor sincrone. În: Comunicări tehnice, Electroputere-Craiova, 1963, p. 28–32.

Intrat în redacție la 21.VIII.1967

Elaborarea unor reguli privind folosirea metodei mărimilor determinante în electrotehnică

MARIN ENE* — București

CZ 621.616.1.011.1

În ultimii ani, calculatoarele cifrice au căpătat o largă utilizare la studiul regimurilor din sistemele electroenergetice. O dată cu folosirea calculatoarelor cifrice s-au extins posibilităţile de studiu şi s-au impus totodată anumite metode de scriere şi rezolvare a ecuaţiilor de funcţionare. În această ordine de idei s-au dezvoltat metodele topologice-matriciale pentru scrierea ecuaţiilor şi metodele iterative pentru rezolvarea lor. Un asemenea caz este cel al metodei mărimilor determinante, metodă mai puţin utilizată, care se impune însă din ce în ce mai mult în cazul unor reţele de forme particulare.

Principiul metodei mărimilor determinante este cunoscut, în general, fără a se face apel la calculul matricial. În acest articol, pentru a putea prezenta posibilităţile de extindere a metodei mărimilor determinante, se vor utiliza teoria grafului şi calculul matricial. Cu ajutorul teoriei grafului, autorul a putut elabora anumite reguli pentru alegerea arborelui şi a nodului de referinţă, în vederea aplicării metodei mărimilor determinante în schemele cu curenţi la noduri şi cu noduri neesenţiale.

1. Consideraţii generale

Se consideră graful din figura 1, care corespunde unei reţele cu tensiuni electromotoare în laturi şi cu curenţi la noduri. Graful este constituit din triunghiuri şi deci numărul mărimilor determinante este $d = 2$. Se alege un nod al mărimilor determinante, indicîndu-se cu săgeţi laturile mărimilor determinante.

Se alege arborele grafului după regulile [8], [9]. Se aplică teoremele Kirchhoff la noduri şi pe cicluri pentru a determina în mod succesiv necunoscutele I_{hi} sau V_{hi}. Primele laturi ale arborelui sînt laturile mărimilor determinante, iar următoarele sînt laturile L_{hi} pentru care se determină necunoscutele I_{hi} sau V_{hi} prin aplicarea teoremei Kirchhoff la nodurile h sau i.

Se obţin mai multe variante de alegere a arborelui în funcţie de ordinea aleasă pentru determinarea necunoscutelor I_{hi} sau V_{hi} de pe laturile L_{hi}. O dată cu alegerea arborelui se stabilesc şi ordinea laturilor L_{hi} pentru care se determină I_{hi} sau V_{hi}, precum şi ordinea corespunzătoare a nodurilor şi ciclurilor pentru care se aplică teoremele Kirchhoff.

Pentru variantele din figura 1 (*a* şi *b*) se întocmesc două tabele cu ordinea laturilor, nodurilor şi ciclurilor.

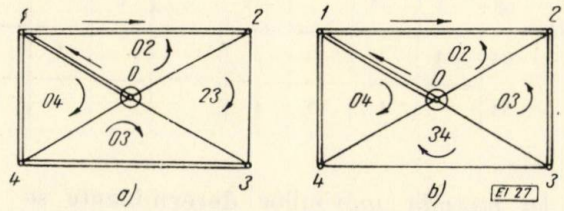


Fig. 1. Graful unei reţele electrice :
a — arborele în prima variantă ; *b* — arborele în a doua variantă.

Pe ultimele coloane ale tabelelor 1 şi 2 sînt trecute laturile mărimilor determinante şi nodurile care nu au intervenit la determinarea necunoscutelor din celelalte laturi. Ecuaţiile corespunzătoare teoremelor Kirchhoff la aceste noduri formează sistemul de ecuaţii ale mărimilor determinante.

Tabela 1

Laturi	14	04	34	03	02	23	01 ; 12
Noduri şi cicluri	1	04	4	03	02	23	2 ; 3

Tabela 2

Laturi	14	02	23	03	04	34	01 ; 12
Noduri şi cicluri	1	02	2	03	04	34	3 ;4

Metoda mărimilor determinante necesită scrierea relaţiilor dintre curenţii la noduri şi a relaţiilor dintre tensiuni pe cicluri. În consecinţă, ecuaţiile topologice se scriu cu ajutorul matricei $[A]$ pentru curenţi şi cu ajutorul matricei $[B]$ pentru tensiuni :

$$[A]\,[I] = [I_n] \qquad (1)$$

$$[B]\,[V] = 0$$

* Ing. *Marin Ene* este director adjunct la Comitetul de Stat pentru Problemele de Organizare şi Salarizare.

Luînd în considerație varianta din figura 1,*b*, se scriu matricele $[A]$ și $[B]$:

$[A] =$

	01	12	14	23	02	03	04	34
1	−1	1	1					
2		−1		1	−1			
3				−1		−1		1
4			−1				−1	−1

$[B] =$

	02	03	04	34	1	2	3	4
02	−1	−1			1			
03	−1	−1		−1		1		
04	−1		−1				1	
34		1	−1	1				1

În metoda mărimilor determinante se vor folosi trei matrice de corespondență pentru ordinea laturilor, ciclurilor și nodurilor din tabela 2 și din matricele de incidență.

Matricea de corespondență $[L]$ are rîndurile aranjate în ordinea laturilor din tabela 1 sau 2, iar coloanele, în ordinea laturilor din matricele de incidență. Căsuțele matricei se completează cu +1, atunci cînd latura de pe rînd corespunde cu latura de pe coloană. Pentru varianta din figura 1,*b*, matricea $[L]$ este:

$[L] =$

	01	12	14	23	02	03	04	34
14			1					
02					1			
23				1				
03						1		
04							1	
34								1
01	1							
12		1						

Matricea de corespondență $[G]$ are rîndurile aranjate în ordinea nodurilor și ciclurilor din tabele, iar coloanele, în ordinea ciclurilor și nodurilor din matricele $[B]$, $[A]$. Căsuțele matricei se completează cu +1, atunci cînd nodul sau ciclul de pe rînd corespunde cu nodul sau ciclul de pe coloană. Pentru varianta din figura 1,*b*, matricea $[G]$ este:

$[G] =$

	02	03	04	34	1	2	3	4
1					1			
02	1							
2						1		
03		1						
04			1					
34				1				
3							1	
4								1

Matricea de corespondență $[H]$ are rîndurile aranjate în ordinea nodurilor și ciclurilor din tabele, iar coloanele, în ordinea nodurilor și ciclurilor din matricea $[A]$, $[B]$. Căsuțele matricei se completează cu +1, atunci cînd ciclul sau nodul de pe rînd corespunde cu ciclul sau nodul de pe coloană. Pentru varianta din figura 1,*b*, matricea $[H]$ este:

$[H] =$

	1	2	3	4	02	03	04	34
1	1							
02					1			
2		1						
03						1		
04							1	
34								1
3			1					
4				1				

Pentru matricea $[L]$ se separă laturile arbore, în număr de n, de laturile coarde, în număr de c, iar pentru matricele $[G]$ și $[H]$ se separă nodurile n de ciclurile c:

$$[L] = \left|\begin{array}{c|c} [L_n] & [L_c] \end{array}\right|$$

$$[G] = \left|\begin{array}{c|c} [G_c] & [G_n] \end{array}\right| = \left|\begin{array}{c|c} [H_c] & [H_n] \end{array}\right| \left|\begin{array}{c|c} [L_n] & [L_c] \end{array}\right| \quad (2)$$

$$[H] = \left|\begin{array}{c|c} [H_n] & [H_c] \end{array}\right| = \left|\begin{array}{c|c} [G_n] & [G_c] \end{array}\right| \left|\begin{array}{c|c} [G_c] & [G_n] \end{array}\right| =$$

$$= \left|\begin{array}{c|c} [H_c] & [H_n] \end{array}\right| \left|\begin{array}{c|c} [H_n] & [H_c[\end{array}\right| = \left|\begin{array}{c|c} [G]_n & [G_c] \end{array}\right|$$

În figura 2 este reprezentat graful unei rețele de tip „plasă". Graful este constituit din pătrate și deci numărul mărimilor determi-

nante este $d = 3$. Se aleg nodul de referinţă şi nodul mărimilor determinante şi se numerotează cu 0 şi 1. Stabilind ordinea laturilor, nodurilor şi ciclurilor din tabela 3, rezultă arborele din figura 2,*a*.

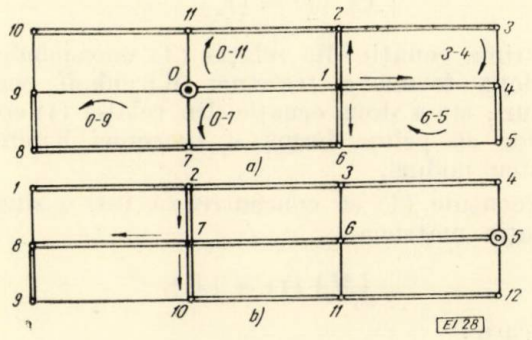


Fig. 2. Graful unei reţele de tip plasă :
a – arborele în prima variantă; *b* – arborele în a doua variantă.

Tabela 3 se completează cu cele trei laturi ale mărimilor determinante, aşezate într-o ordine oarecare şi cu nodurile şi ciclurile care nu au intervenit : nodurile *5* şi *9* şi ciclul *9—10*. Ecuaţiile corespunzătoare teoremelor Kirchhoff

Ultimele două consecinţe nu intervin dacă nodul de referinţă nu se fixează de la început, ci se alege, în final, după stabilirea ordinei laturilor din tabelele 3 şi 4 şi după alegerea arborelui din figura 2,*b*.

Tabelele 3 şi 4 se completează cu laturile mărimilor determinante, aşezate într-o ordine oarecare şi cu nodurile rămase (*4*, *5*, *9*, *12*), dintre care unul se alege ca nod de referinţă al grafului.

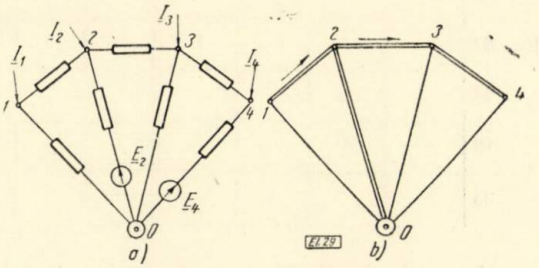


Fig. 3. Schema şi graful unei reţele :
a – schema reţelei; *b* – graful reţelei.

Folosirea ordinei din tabela 4 şi a arborelui din figura 2,*b* duce la o formă particulară a ecuaţiilor din metoda curenţilor determinanţi, aşa cum se va arăta în paragraful următor.

Tabela 3

L_{hi}	2—3 şi 3—4	4—5	5—6	6—7	0—1	2—11	0—7	0—11	7—8	10—11	8—9	9—10	0—9
N_i, C_{hi}	3 şi 3—4	4	5—6	6	1	2	0—7	0—11	7	11	8	10	0—9

la nodurile *5* şi *9* şi pe ciclul *9—10* formează ecuaţiile celor trei mărimi determinante.

Se observă că graful studiat are noduri neesenţiale. Prezenţa nodurilor neesenţiale într-o reţea formată din pătrate are trei consecinţe la aplicarea metodei mărimilor determinante :

a) exprimarea curenţilor sau tensiunilor de pe laturi *2—3* şi *3—4* ale primului ciclu necesită rezolvarea unui sistem de două ecuaţii : ecuaţia pentru curenţi la nodul *3* şi ecuaţia pentru tensiuni pe ciclul *3—4*;

b) una din laturile pe care se determină necunoscuta I_{hi} sau V_{hi} prin aplicarea teoremei Kirchhoff la un nod este o latură coardă şi un arbore; aşa este cazul cu latura *9—10*;

c) ecuaţiile sistemului de mărimi determinante sînt rezultate din aplicarea ambelor teoreme Kirchhoff la noduri şi pe cicluri.

În figura 3,*a* este reprezentată schema unei reţele. Aplicînd metoda mărimilor determinante, se alege arborele din figura 3,*b* şi se scriu matricele de incidenţă :

$$[A] = \begin{array}{c|ccccccc} & 02 & 12 & 23 & 34 & 01 & 03 & 04 \\ \hline 1 & & 1 & & & -1 & & \\ 2 & -1 & -1 & 1 & & & & \\ 3 & & & -1 & 1 & & -1 & \\ 4 & & & & -1 & & & -1 \end{array}$$

$$[B] = \begin{array}{c|ccccccc} & & & & & & & \\ \hline 01 & -1 & 1 & & & 1 & & \\ 03 & -1 & & -1 & & & 1 & \\ 04 & -1 & & -1 & -1 & & & 1 \end{array}$$

Tabela 4

L_{hi}	1—2 şi 1—8	8—9	9—10	10—11	6—7	2—3	3—6	6—11	3—4	5—6	11—12	4—5	5—12
N_i, C_{hi}	1 şi 1—8	8	8—10	10	7	2	3—6	6—11	3	6	11	4—5	5—12

Ordinea de determinare a necunoscutelor se aşază pe rîndurile matricei de corespondenţă $[L]$, care se scrie direct :

$[L] =$

	02	01	03	34	04	03	23
02	1						
01					1		
03						1	
34				1			
04							1
12		1					
23			1				

Ordinea de aplicare a teoremelor Kirchhoff la noduri şi pe cicluri se aşază pe coloanele matricelor $[G]$ şi $[H]$, care se scriu direct :

$[G] =$

	01	03	04	1	2	3	4
2					1		
01	1						
03		1				1	
3							
04			1				
1				1			
4							1

$[H] =$

	1	2	3	4	01	03	04
2		1					
01					1		
03						1	
3			1				
04							
1	1						
4				1			1

2. Metoda curenţilor determinanţi

În metoda curenţilor determinanţi se completează ecuaţiile (1) cu ecuaţia de material, scrisă sub forma :

$$[Z]\,[\underline{I}] = [\underline{V}] + [\underline{E}] \qquad (3]$$

Ecuaţia (3) se înmulţeşte la stînga cu $[B]$ şi ea ţine seamă de (1), astfel că rezultă sistemul de ecuaţii din metoda curenţilor determinanţi :

$$\begin{aligned} [B]\,[\underline{Z}]\,[\underline{I}] &= [\underline{E}_c] \\ [A]\,[\underline{I}] &= [\underline{I}_n] \end{aligned} \qquad (4)$$

Prima ecuaţie din relaţia (4) corespunde cu a doua formă a teoremei Kirchhoff pentru cicluri, iar a doua ecuaţie din relaţia (4) corespunde cu prima formă a teoremei Kirchhoff pentru noduri.

Ecuaţiile (4) se concentrează într-o singură ecuaţie matricială :

$$[\underline{M}]\,[\underline{I}] = [\underline{F}], \qquad (5)$$

în care :

$$[\underline{M}] = \begin{array}{c|c|} & n+c \\ \hline c & [B]\,[\underline{Z}] \\ \hline n & [A] \\ \hline \end{array}\,; \quad [\underline{F}] = \begin{array}{c|c|} c & [\underline{E}_c] \\ \hline n & [\underline{I}_n] \\ \hline \end{array}$$

Se calculează matricele $[M]$ şi $[F]$ pentru schema din figura 3 şi se scrie ecuaţia (5) în formă dezvoltată :

	02	12	23	34	01	03	04
01	$-\underline{z}_{02}$	$\underline{z}_{12}$			$\underline{z}_{01}$		
03	$-\underline{z}_{02}$		$-\underline{z}_{23}$			$\underline{z}_{03}$	
04	$-\underline{z}_{02}$		$-\underline{z}_{23}$	$-\underline{z}_{34}$			$\underline{z}_{04}$
1		1			-1		
2	-1	-1	1				
3			-1	1		-1	
4				-1			-1

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{02} \\ \underline{I}_{12} \\ \underline{I}_{23} \\ \underline{I}_{34} \\ \underline{I}_{01} \\ \underline{I}_{03} \\ \underline{I}_{04} \end{bmatrix} = \begin{array}{c|c|} 01 & \underline{E}_{01} \\ 03 & \underline{E}_{03} \\ 04 & \underline{E}_{04} \\ \hline 1 & \underline{I}_1 \\ 2 & \underline{I}_2 \\ 3 & \underline{I}_3 \\ 4 & \underline{I}_4 \end{array} = \begin{bmatrix} -\underline{E}_2 \\ \\ \underline{E}_4 - \underline{E}_2 \\ \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_4 \end{bmatrix} \qquad (6)$$

Se aranjează termenii matricei $[\underline{I}]$ în ordinea determinării curenţilor $\underline{I}_{hi}$, iar termenii matricei $[\underline{F}]$, în ordinea aplicării teoremelor Kirchhoff. O dată cu schimbarea ordinei termenilor matricelor $[\underline{I}]$ şi $[\underline{F}]$ se schimbă în mod

corespunzător ordinea coloanelor şi rîndurilor din matricea $[\underline{M}]$ a ecuaţiei (6):

	12	01	03	34	04	02	23
2	-1					-1	1
01	$\underline{z}_{12}$	$\underline{z}_{01}$				$-\underline{z}_{02}$	
03			$\underline{z}_{03}$			$-\underline{z}_{02}$	$-\underline{z}_{23}$
3			-1	1			-1
04				$-\underline{z}_{34}$	$\underline{z}_{04}$	$-\underline{z}_{02}$	$-\underline{z}_{23}$
1	1	-1					
4				-1	-1		

$$\begin{array}{|c|c|c|}\hline \underline{I}_{12} & 2 & \underline{I}_2 \\ \hline \underline{I}_{01} & 01 & \underline{E}_{01} \\ \hline \underline{I}_{04} & 03 & \underline{E}_{03} \\ \hline \underline{I}_{34} & = 3 & \underline{I}_3 \\ \hline \underline{I}_{04} & 04 & \underline{E}_{04} \\ \hline \underline{I}_{02} & 1 & \underline{I}_1 \\ \hline \underline{I}_{23} & 4 & \underline{I}_4 \\ \hline \end{array} \qquad (7)$$

Ecuaţia (7) obţinută din (6) se scrie sub forma (5):

$$[\underline{M}'] \; [\underline{I}'] = [E'] \qquad (8)$$

Rezolvarea ecuaţiei (8) este mai simplă decît rezolvarea ecuaţiei (5), dat fiind că matricea $[M']$ are o formă particulară, în care intervine o submatrice triunghiulară $[T]$:

$$[M'] = \begin{array}{c} \\ \\ \end{array} \begin{array}{c} t \\ \\ \end{array} \begin{array}{|c|c|} \multicolumn{1}{c}{t} & \multicolumn{1}{c}{d} \\ \hline [T] & [M_{12}] \\ \hline [M_{21}] & \\ \hline \end{array} \qquad (9)$$

În corespondenţă cu submatricele din $[M']$ se separă submatricele din $[\underline{I}']$ şi $[\underline{F}']$:

$$[I'] = \begin{array}{c} t \\ d \end{array} \begin{array}{|c|} \hline [I_t] \\ \hline [\underline{I}_d] \\ \hline \end{array} \; ; \quad [F'] = \begin{array}{|c|} \hline [F_t] \\ \hline [F_d] \\ \hline \end{array} \qquad (10)$$

Submatricea $[\underline{I}_d]$ este constituită din curenţii determinanţi în număr de d, iar submatricea $[\underline{I}_t]$ este constituită din ceilalţi curenţi în număr egal cu ordinul t al submatricei triunghiulare $t = l - d$.

Introducînd relaţiile (9) şi (10) în relaţia (5) şi efectuînd produsul matricelor, se obţine:

$$[T] \; [I_t] + [\underline{M}_{12}] \; [\underline{I}_d] = [\underline{F}_t]$$

$$[\underline{M}_{21}] \; [\underline{I}_t] = [F_d] \qquad (11)$$

Din ecuaţia (11) se exprimă $[\underline{I}_t]$

$$[\underline{I}_t] = [\underline{T}]^{-1} \; [\underline{F}_t] - [\underline{T}]^{-1} [\underline{M}_{12}] \; [I_d] \qquad (12)$$

Matricea $[\underline{I}_t]$ din ecuaţia (12) se introduce în a doua ecuaţie (11) şi se obţine ecuaţia curenţilor determinanţi:

$$[\underline{D}] \; [\underline{I}_d] = [\underline{F}_d] - [\underline{M}_{21}] \; [\underline{T}]^{-1} \; [\underline{F}_t]$$

$$[\underline{D}] = [\underline{M}_{21}] \; [\underline{T}]^{-1} \; [\underline{M}_{12}] \qquad (13)$$

Ecuaţia din (13) se rezolvă prin inversarea matricei $[\underline{D}]$ şi apoi se determină matricea $[\underline{I}_t]$ cu relaţia (12).

Calculul matricelor $[\underline{I}_d]$ şi $[\underline{I}_t]$ cu relaţiile (13) şi (12) necesită inversarea a două matrice: matricea pătrată $[\underline{D}]$ de ordinul redus d şi matricea triunghiulară $\underline{T}$ de ordinul $t = l - d$. Dat fiind că ordinul matricei $[D]$ este relativ redus, rezultă că dificultatea principală constă în inversarea matricei $[T]$. Avantajul metodei constă în faptul că matricea cu ordinul mai mare $[\underline{T}]$ este triunghiulară şi, ca urmare, poate fi inversată cu metoda diagonalizării, folosind relaţii simple.

Ecuaţia (8), în care matricea $[\underline{M}']$ are forma particulară (9), s-a obţinut prin schimbarea unor rînduri şi coloane în matricele din ecuaţia (5). Trecerea de la ecuaţia (5) la ecuaţia (8) poate fi interpretată ca o transformare funcţională cu ajutorul matricelor de corespondenţă $[L]$ şi $[G]$. Folosind matricele de corespondenţă, se scriu relaţiile dintre vechile variabile $[\underline{I}]$, $[F]$ şi noile variabile $[\underline{I}']$, $[F']$:

$$[\underline{I}] = [L]_t \; [\underline{I}']$$

$$[\underline{F}'] = [G] \; [\underline{F}] \qquad (14)$$

Ecuaţia (5) se înmulţeşte la stînga cu $[G]$, după care se introduc relaţiile (14) şi se obţine o ecuaţie de forma (8), în care:

$$[\underline{M}'] = [G] \; [M] \; [L]_t \qquad (15)$$

Produsul matricelor din (15) se efectuează cu uşurinţă, dat fiind că matricele $[G]$ şi $[L]$ conţin numai cîte un termen (egal cu unitatea) pe fiecare rînd şi coloană. În felul acesta se obţine matricea $[\underline{M}']$ printr-un procedeu mecanic, evitînd schimbarea directă a rîndurilor şi coloanelor, care necesită multă atenţie.

$[M]=$

	1–2	2–3	3–4	5–6	6–7	7–8	8–9	10–11	11–12	2–7	7–10	1–8	3–6	4–5	5–12	6–11	9–10
1– 8	$-z_{1-2}$					$-z_{7-8}$				z_{2-7}		z_{1-8}					
3– 6		z_{2-3}			z_{6-7}					z_{2-7}			z_{3-6}				
4– 5		z_{2-3}	z_{3-4}	z_{5-6}	z_{6-7}					z_{2-7}				z_{4-5}			
5–12				$-z_{5-6}$	$-z_{6-7}$			$-z_{10-11}$	$-z_{11-12}$		$-z_{7-10}$				z_{5-12}		
6–11					$-z_{6-7}$			$-z_{10-11}$			$-z_{7-10}$					z_{6-11}	
9–10						z_{7-8}	z_{8-9}				$-z_{7-10}$						z_{9-10}
1	1											1					
2	−1	1								1							
3		−1	1										1				
4			−1											1			
6			−	1	1								−1			1	
7					−1	1				−1	1						
8						−1	1					−1					
9							−1										1
10								1			−1						−1
11								−1	1							−1	
12									−1						−1		

$[M'] =$

	1–2	1–8	8–9	9–10	10–11	6–7	2–3	3–6	6–11	3–4	5–6	11–12	4–5	5–12	2–7	7–8	7–10
1	1	1															
1–8	$-\underline{z}_{12}$	$\underline{z}_{1-8}$													$\underline{z}_{2-7}$	$\underline{z}_{7-8}$	
8		−1	1													−1	
9–10			$\underline{z}_{8-9}$	$\underline{z}_{9-10}$												$-\underline{z}_{7-8}$	$-\underline{z}_{7-10}$
10				−1	1										−1	1	
7						−1									−1		1
2	−1						1								−1		
3–6						$-\underline{z}_{6-7}$	$\underline{z}_{2-3}$	$\underline{z}_{3-6}$							$-\underline{z}_{2-7}$		
6–11					$-\underline{z}_{10-11}$	$-\underline{z}_{6-7}$			$\underline{z}_{6-11}$								$-\underline{z}_{7-10}$
3							−1	1		1							
6						1		−1			−1						
11			−1						1			1					
4–5						$-\underline{z}_{6-7}$	$\underline{z}_{2-3}$			$\underline{z}_{3-4}$	$\underline{z}_{5-6}$		$\underline{z}_{4-5}$		$-\underline{z}_{2-7}$		
5–12					$-\underline{z}_{10-11}$	$-\underline{z}_{6-7}$					$-\underline{z}_{5-6}$	$-\underline{z}_{11-12}$		$\underline{z}_{5-12}$			$\underline{z}_{7-10}$
4										−1			1				
9			−1	1													
12														−1			

Se observă că submatricea pătrată din colțul drept al matricei $[\underline{M}']$ are termenii nuli. Acest rezultat s-a obținut datorită faptului că sistemul de ecuații al curenților determinanți a rezultat din ecuații scrise pentru noduri și nu pentru cicluri. Submatricea menționată rezultă, de asemenea, nulă în varianta *a* din figura 2, însă rezultă diferită de zero în varianta *b*. Folosind ordinea stabilită în tabela 4, se efectuează calculele și se obțin matricele $[\underline{M}]$ și $[M']$ pentru varianta *b* din figura 2 (matricea M și M', pagina 22 și 23).

Se constată că matricea $[T]$ din $[M']$ nu mai este triunghiulară deoarece în partea superioară conține o submatrice pătrată de ordinul 2. Acest rezultat se datorește faptului că graful rețelei conține noduri neesențiale.

Pentru a obține matricea $[T]^{-1}$ se inversează mai întîi submatricea pătrată de ordinul doi și apoi se aplică metoda submatricelor. În relațiile astfel obținute intervine o matrice triunghiulară $[T']$, care se inversează cu metoda diagonalizării.

3. Metoda tensiunilor determinante

În metoda tensiunilor determinante se completează ecuațiile (1) cu ecuația de material scrisă sub forma:

$$[\underline{Y}]\ [\underline{V}] = [\underline{I}] + [\underline{J}] \tag{16}$$

Ecuația (16) se înmulțește la stînga cu $[A]$ și se ține seamă de (1), astfel că rezultă sistemul de ecuații din metoda tensiunilor determinante:

$$[\underline{A}]\ [\underline{Y}]\ [\underline{V}] = [\underline{I}_n] + [\underline{J}_n]$$

$$[B]\ [\underline{V}] = 0 \tag{17}$$

Prima ecuație din (17) corespunde cu a doua formă a teoremei Kirchhoff pentru noduri, iar a doua ecuație din (17) corespunde cu prima formă a teoremei Kirchhoff pentru cicluri.

Ecuațiile (17) se concentrează într-o singură ecuație matricială:

$$[\underline{M}]\ [\underline{V}] = [\underline{F}], \tag{18}$$

în care:

$$[M] = \begin{array}{c} \\ n \\ c \end{array}\overset{n+c}{\left|\begin{array}{c} [A]\ [Y] \\ \hline [B] \end{array}\right|}; \qquad F = \left|\begin{array}{c} [\underline{I}_n] + [\underline{J}_n] \\ \hline \end{array}\right|$$

Se calculează matricea $[M]$ și $[F]$ pentru schema din figura 3 și se scrie ecuația (18) în formă dezvoltată:

	02	12	23	34	01	03	04
1		$\underline{y}_{12}$			$-\underline{y}_{01}$		
2	$-\underline{y}_{02}$	$-\underline{y}_{12}$	$-\underline{y}_{23}$				
3			$-\underline{y}_{23}$	$-\underline{y}_{34}$		$-\underline{y}_{03}$	
4				$-\underline{y}_{34}$			$-\underline{y}_{04}$
01	−1	1			1		
03	−1		−1			1	
04	−1		−1	−1			1

$$\begin{array}{|c|} \hline \underline{V}_{02} \\ \hline \underline{V}_{12} \\ \hline \underline{V}_{23} \\ \hline \underline{V}_{34} \\ \hline \underline{V}_{01} \\ \hline \underline{V}_{03} \\ \hline \underline{V}_{04} \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 01 \\ 03 \\ 04 \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \underline{I}_1 + \underline{J}_1 \\ \hline \underline{I}_2 + \underline{J}_2 \\ \hline \underline{I}_3 + \underline{J}_3 \\ \hline \underline{I}_4 + \underline{J}_4 \\ \hline \\ \hline \\ \hline \\ \hline \end{array} \tag{19}$$

Se aranjează termenii matricei $[\underline{V}]$ în ordinea determinării tensiunilor $\underline{V}_{hi}$, iar termenii matricei $[\underline{F}]$, în ordinea aplicării teoremelor Kirchhoff. Efectuînd schimbările corespunzătoare de rînduri și coloane în matricea $[M]$ din (19), se obține:

	12	01	03	34	04	02	23
2	$-\underline{y}_{12}$					$-\underline{y}_{02}$	$\underline{y}_{23}$
01	1	1				−1	
03			$-\underline{y}_{03}$			−1	−1
5				$\underline{y}_{34}$			$-\underline{y}_{23}$
04				−1	1	−1	−1
1	$\underline{y}_{12}$	$-\underline{y}_{01}$		$-\underline{y}_{34}$	$-\underline{y}_{04}$		
4							

$$\begin{array}{|c|} \hline \underline{V}_{12} \\ \hline \underline{V}_{01} \\ \hline \underline{V}_{03} \\ \hline \underline{V}_{34} \\ \hline \underline{V}_{04} \\ \hline \underline{V}_{02} \\ \hline \underline{Y}_{23} \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{c} \\ 1 \\ 01 \\ 03 \\ 3 \\ 04 \\ 1 \\ 4 \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \underline{I}_2+\underline{J}_2 \\ \hline \\ \hline \\ \hline \underline{I}_3+\underline{J}_3 \\ \hline \\ \hline \underline{I}_1+\underline{J}_1 \\ \hline \underline{I}_4+\underline{J}_4 \\ \hline \end{array} \tag{20}$$

Ecuaţia (20) se scrie sub forma :

$$[M'] \; [V'] = [F'], \tag{21}$$

în care :

$$[M'] = \left|\begin{array}{c|c} [T] & [M_{12}] \\ \hline [M_{21}] & \end{array}\right| ;$$

$$[V'] = \begin{matrix} t \\ d \end{matrix} \left|\begin{array}{c} \underline{V}_t \\ \hline \underline{V}_d \end{array}\right| ; \; [F'] = \left|\begin{array}{c} [\underline{F}_t] \\ \hline \underline{F}_d \end{array}\right|$$

Termenii submatricei $[\underline{V}_d]$ sînt tensiunile determinante în număr de d, iar termenii submatricei $[\underline{V}_t]$ sînt tensiunile din celelalte laturi în număr de $t = l - d$.

Efectuînd produsul matricelor din (21), se obţine :

$$[T] \; [\underline{V}_t] + [\underline{M}_{12}] \; [\underline{V}_d] = [\underline{F}_t]$$

$$[\underline{M}_{21}] \; [V_{-t}] = [\underline{F}_d] \tag{22}$$

Din prima ecuaţia (22) se exprimă $[\underline{V}_t]$:

$$[\underline{V}_t] = [\underline{T}]^{-1} \; [\underline{F}_t] - [\underline{T}]^{-1} \; [M_{12}] \; [\underline{V}_d] \tag{23}$$

Matricea $[\underline{V}_t]$ din (23) se introduce în a doua ecuaţie din (22) şi se obţine ecuaţia tensiunilor determinante :

$$[D] \; [\underline{V}_d] = [\underline{F}_d] - [\underline{M}_{21}] \; [T]^{-1} \; [\underline{F}_t]$$

$$[D] = [\underline{M}_{21}] \; [T]^{-1} \; [\underline{M}_{12}] \tag{24}$$

Ecuaţia din (24) se rezolvă prin inversarea matricei $[D]$ şi apoi se determină matricea $[\underline{V}_t]$ din (22).

Metoda tensiunilor determinante necesită inversarea unor matrice de acelaşi ordin ca în metoda curenţilor determinanţi. În consecinţă, cele două metode prezintă aceleaşi avantaje şi dezavantaje pentru o schemă dată.

Trecerea de la ecuaţia (18) la ecuaţia (21) se poate realiza cu ajutorul matricelor de corespondenţă $[L]$ şi $[H]$. Astfel, se scriu relaţiile dintre vechile variabile $[\underline{V}]$, $[\underline{F}]$ şi noile variabile $[\underline{V}']$, $[\underline{F}']$.

$$[\underline{I}] = [L]_t \; [\underline{I}']$$

$$[F'] = [H] \; [F] \tag{25}$$

Ecuaţia (18) se înmulţeşte la stînga cu $[H]$, după care se introduc relaţiile (25) şi se obţine o ecuaţie de forma (21), în care :

$$[M'] = [H] \; [M] \; [L]_t \tag{26}$$

Matricele $[M]$ şi $[M']$ din cele două metode ale mărimilor determinante sînt analoge şi se pot scrie direct cu ajutorul unor reguli simple.

Se scriu două matrice, constituite din matricele de incidenţă :

$$[\Gamma] = \left|\begin{array}{c} [B] \\ \hline [A] \end{array}\right| ; \quad [\pi] = \left|\begin{array}{c} [A] \\ \hline [B] \end{array}\right| \tag{27}$$

În metoda curenţilor determinanţi se foloseşte matricea $[\Gamma]$ şi se înlocuiesc unităţile din $[B]$ prin impedanţele laturilor de pe coloane. În acest fel se obţine direct matricea $[M]$ din metoda curenţilor determinanţi.

În metoda tensiunilor determinante se foloseşte matricea $[\pi]$ şi se înlocuiesc unităţile din $[A]$ prin admitanţele laturilor de pe coloane. În acest fel se obţine matricea $[M]$ din metoda tensiunilor determinante.

Matricele $[M']$ din cele două metode sînt analoge şi se pot scrie uşor una în funcţie de cealaltă. Plecînd de la matricea $[M']$ din metoda curenţilor determinanţi, se obţine matricea $[M']$ din metoda tensiunilor determinante dacă se înlocuiesc impedanţele prin unităţi, iar unităţile prin admitanţele laturilor de pe coloane.

Matricele $[M]$ şi $[M']$ din metoda tensiunilor determinante, pentru varianta (b) din figura 2, se scriu direct, folosind regulile enunţate mai sus (matricea M şi M' pagina 26 şi 27).

Concluzii

Metoda mărimilor determinante este aplicabilă în reţelele fără impedanţe mutuale, constituite din poligoane cu un număr redus p de laturi. Numărul mărimilor determinante $d = p - l$ rămîne neschimbat, indiferent de numărul l al laturilor reţelei şi de numărul n al nodurilor. Matricea sistemului de ecuaţii este de ordinul l însă conţine o submatrice triunghiulară de ordinul $t = l - d$.

Din studiul efectuat cu privire la aplicarea metodei mărimilor determinante la calculul regimurilor în reţelele electroenergetice rezultă următoarele concluzii principale.

1. Metoda mărimilor determinante este mai avantajoasă decît metodele clasice dacă reţeaua studiată îndeplineşte anumite condiţii. Pentru a preciza aceste condiţii se admite că ecuaţiile se rezolvă în toate metodele prin inversarea matricelor. În metodele clasice se inversează matricele pătrate de ordinul $n-1$ pentru potenţialele la noduri şi de ordinul $l - n + 1$ pentru curenţii ciclici. În metoda mărimilor determinante se inversează o matrice triunghiulară de ordinul t şi o matrice pătrată de ordinul d. Dat fiind că inversarea unei matrice pătrate este mult mai dificilă decît inversarea unei matrice triunghiulare rezultă că metoda mări-

$[M] =$

	1 – 2	2 – 3	3 – 4	5 – 6	6 – 7	7 – 8	8 – 9	10 – 11	11 – 12	2 – 7	7 – 10	1 – 8	3 – 6	4 – 5	5 – 12	6 – 11	9 – 10
1	$\underline{y}_{1-2}$											$\underline{y}_{1-8}$					
2	$-\underline{y}_{1-2}$	$\underline{y}_{2-3}$															
3		$-\underline{y}_{2-3}$	$\underline{y}_{3-4}$										$\underline{y}_{3-6}$				
4			$-\underline{y}_{3-4}$											$\underline{y}_{4-5}$			
6				$\underline{y}_{5-6}$	$\underline{y}_{6-7}$					$-\underline{y}_{2-7}$	$-\underline{y}_{7-10}$		$\underline{y}_{3-6}$			$\underline{y}_{6-11}$	
7					$-\underline{y}_{6-7}$	$\underline{y}_{7-8}$											
8						$-\underline{y}_{7-8}$	$\underline{y}_{8-9}$					$\underline{y}_{1-8}$					
9							$-\underline{y}_{8-9}$										$\underline{y}_{9-10}$
10								$\underline{y}_{10-11}$			$-\underline{y}_{7-10}$						$\underline{y}_{9-10}$
11								$-\underline{y}_{10-11}$	$\underline{y}_{11-12}$							$-\underline{y}_{6-11}$	
12									$-\underline{y}_{11-12}$						$-\underline{y}_{5-12}$		
1 – 8	−1					−1				1		1					
3 – 6		1			1					−1			1				
4 – 5		1	1	1	1					−1				1			
5 – 12				−1	−1			−1	−1		−1				1		
6 – 11					−1			−1			−1					1	
9 – 10						1	1				−1						1

$[M'] =$

	1–2	1–8	8–9	9–10	10–11	6–7	2–3	3–6	6–11	3–4	5–6	11–12	4–5	5–12	2–7	7–8	7–10
1	$\underline{y}_{1-2}$	$\underline{y}_{1-8}$															
1–8	-1	1													1	-1	
8		$-\underline{y}_{1-8}$	$\underline{y}_{8-9}$													$-\underline{y}_{7-8}$	
9–10			1	1												1	-1
10				$-\underline{y}_{9-10}$	$\underline{y}_{10-11}$										$-\underline{y}_{2-7}$		
7						$-\underline{y}_{6-7}$									$-\underline{y}_{2-7}$	$\underline{y}_{7-8}$	$\underline{y}_{7-10}$
2	$-\underline{y}_{1-2}$						$\underline{y}_{2-3}$								$\underline{y}_{2-7}$		
3–6						1	1	1							-1		
6–11					-1	-1			1								-1
3							$-\underline{y}_{2-3}$	$\underline{y}_{3-6}$		$\underline{y}_{3-4}$							
6						$-\underline{y}_{6-7}$		$-\underline{y}_{3-6}$			$-\underline{y}_{5-6}$						
11			$-\underline{y}_{8-9}$						$\underline{y}_{6-11}$			$\underline{y}_{11-12}$					
4–5						1	1			1	1		1		-1		
5–12					-1	-1					-1	-1		1			1
4										$-\underline{y}_{3-4}$			$\underline{y}_{4-5}$				
9			$-\underline{y}_{8-9}$	$\underline{y}_{9-10}$													
12												$-\underline{y}_{11-12}$		$-\underline{y}_{5-12}$			

milor determinante este avantajoasă pentru rețelele complexe la care numărul de noduri și cicluri independente este mult mai mare decît numărul mărimilor determinante. Acesta este cazul rețelelor de tip „plasă", care conțin un număr mare de laturi și noduri însă sînt constituite din triunghiuri sau dreptunghiuri, astfel că numărul mărimilor determinante este 2 sau 3.

2. Metoda mărimilor determinante poate fi prezentată sub formă matricială folosind noțiunile din teoria grafului. Stabilind regulile pentru alegerea arborelui, se pot scrie direct ecuațiile de funcționare din metoda mărimilor determinante. Stabilind regulile de ordonare a ecuațiilor și necunoscutelor, se obține cu ușurință matricea de formă particulară, în care intervine o submatrice triunghiulară.

3. Matricele inverse din metodele clasice pot fi obținute cu ușurință din matricea inversă a metodei mărimilor determinante.

Calculele matricei $[\underline{Z}_n]$ în funcție de matricea inversă din metoda tensiunilor determinante prezintă importanță la studiul schemei cu puteri la noduri. Calculul regimurilor se efectuează pe calea cea mai simplă folosind ecuația din metoda potențialelor la noduri, în care matricea $[\underline{Z}_n]$ se calculează în funcție de matricea inversă din metoda mărimilor determinante.

Calculul matricei $[\underline{Y}_c]$ în funcție de matricea inversă din metoda mărimilor determinante prezintă importanță la studiul schemei cu tensiuni electromotoare. Calculul regimurilor se efectuează pe calea cea mai simplă folosind ecuația din metoda curenților ciclici, care se transformă în vederea exprimării submatricei $[I_g]$ a curenților din coardele cu generatoare. Matricea $[\underline{Y}_{gg}]$, care intervine în ecuația finală, este matricea admitanțelor proprii și reciproce, care se calculează în funcție de matricea inversă din metoda mărimilor determinante.

4. Toate relațiile stabilite pentru rețeaua fără transformatoare sînt aplicabile și pentru rețeaua cu transformatoare. În acest caz se extinde noțiunea de incidență și se înlocuiesc matricele clasice $[A]$ și $[B]$ prin matricele de cvasiincidență $[A_k]$ și $[B_k]$, în care intervin rapoartele de transformare ale transformatoarelor.

5. Ecuația matricială din metoda mărimilor determinante se poate rezolva prin inversarea matricei sau cu o metodă combinată. În prima etapă se aplică metoda eliminării prin reducere pentru a obține un sistem de ecuații în care intervin ca necunoscute numai mărimile determinante. Sistemul de ecuații al mărimilor determinante se rezolvă prin inversarea matricei, după care se obțin cu ușurință toate celelalte necunoscute.

6. Programarea calculului pentru metoda mărimilor determinante nu întîmpină dificultăți, deoarece schema logică corespunde în prima etapă cu metoda eliminării prin reducere, iar în a doua etapă, cu inversarea unei matrice pătrate de ordin redus.

Bibliografie

[1] *Bercovici, M.* Calculul matricial al rețelelor electrice. În: Buletinul I.P.B., nr. 23, 1961.

[2] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. București, Editura energetică de stat, 1954.

[3] *Antoniu, I. S.* Calculul matricial și tensorial în electrotehnică. București, Editura tehnică, 1962.

[4] *Potolea, E.* Ecuațiile matriciale ale rețelelor electrice. În: Electrotehnica **12**, nr. 11, 1964, p. 405–412.

[5] *Maximovici, H. G.* Lineinie electriceskiețepi i ih preobrazovania. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[6] *Preda, M.* Considerații asupra aplicării calculului matricial în studiul rețelelor electrice. În: Electrotehnica **5**, nr. 5, 1957, p. 134–138.

[7] *Edelman, H.* Calculul electric al rețelelor interconectate (traducere din limba germană). București, Editura tehnică, 1966.

[8] *Ene, M.* Folosirea metodei mărimilor determinante în calculul rețelelor electrice. În: Electrotehnica **15**, nr. 9, 1967, p. 348–351.

[9] *Ene, M.* Calculul matricelor $[Z_c]^{-1}$ și $[Y_n]^{-1}$ cu metoda mărimilor determinante. În: Energetica **15**, nr. 10, 1967, p. 455–464.

Intrat în redacție la 27.IX.1967

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Simetrizarea curenților la cuptoarele de inducție pe frecvență industrială

CONSTANTIN ALEXE * — București

CZ 621.365.51.016.313

Ținînd seamă de importanța reducerii pierderilor de energie sub orice formă ar fi utilizată aceasta, și de larga acțiune care se desfășoară pentru realizarea de economii, în acest articol se vor arăta una din căile și metodele cu ajutorul cărora se pot face economii substanțiale de energie electrică, și anume, urmărindu-se să se exploateze în așa fel receptoarele încît să fie încărcate simetric toate fazele rețelei de simetrizare.

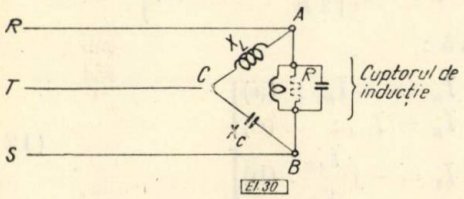


Fig. 1

Cuptoarele de inducție cu creuzet la frecvența industrială sînt deseori receptoare monofazate de putere mare. Pentru a se evita încărcarea neuniformă a celor trei faze și a se micșora curentul pe fazele active se procedează la așanumita simetrizare a sarcinii sau a curenților, care se obține în felul următor:

Dacă cuptorul este conectat între fazele $R-S$ se conectează o baterie de condensatoare X_c între fazele ST și o bobină de reactanță X_L între fazele $T-R$ (fig. 1), presupunînd că succesiunea în timp a fazelor este R, S, T. În paralel cu sarcina cuptorului de inducție se conectează baterii de condensatoare pentru compensarea puterii reactive absorbită de cuptor, astfel încît se poate considera că instalația cuptorului se prezintă ca o sarcină pur rezistivă R (cu $\cos \varphi = 1$).

În figura 2 se arată o schemă de principiu a unei astfel de instalații, în care s-a notat:

C_s, L_s — capacitatea și bobina de reactanță pentru simetrizare;

C_1, C_2, C_3 — condensatoare pentru compensarea energiei reactive absorbită de inductor.

În figura 3 se dă diagrama tensiunilor și a curenților între punctele A, B și C.

Vectorii tensiunilor $\overline{U}_{AB}$, $\overline{U}_{BC}$, $\overline{U}_{CA}$ sînt decalați la 120°. Curentul $\overline{I}_{AB}$ din puntea AB, în care este conectat cuptorul, după compensare este în fază cu tensiunea $\overline{U}_{AB}$ dintre punctele A și B. Curentul $\overline{I}_{BC}$, prin bateria de condensatoare X_c, este decalat cu 90° înaintea tensiunii $\overline{U}_{BC}$, iar curentul $\overline{I}_{CA}$, prin reactanță inductivă X_L, este cu 90° înapoia tensiunii $\overline{U}_{CA}$.

Considerînd axa mărimilor reale pe direcția $\overline{U}_{AB}$ (fig. 3,*b*), tensiunile $\overline{U}_{AB}$, $\overline{U}_{BC}$, $\overline{U}_{CA}$ în

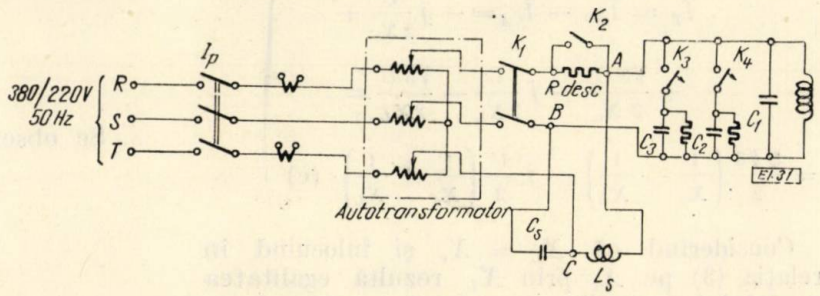


Fig. 2

cazul rețelelor cu tensiunea U între faze, au valorile:

$$\left.\begin{aligned} &\overline{U}_{AB} = U; && \text{(a)}\\ &\overline{U}_{BC} = U \cdot e^{-j\,120^\circ} = U(\cos 120^\circ - j \sin 120^\circ) = \\ &\qquad = -0{,}5\,U - j\,0{,}866\,U; && \text{(b)}\\ &\overline{U}_{CA} = U \cdot e^{j\,120^\circ} = U(\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) = \\ &\qquad = -0{,}5\,U + j\,0{,}866\,U. && \text{(c)} \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

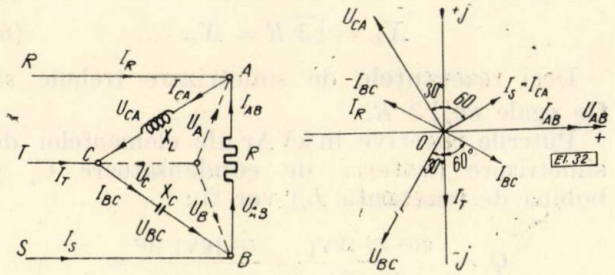


Fig. 3

Rezultă curenții între faze:

$$\left.\begin{aligned} &\overline{I}_{AB} = \frac{\overline{U}_{AB}}{R} = \frac{U}{R}; && \text{(a)}\\ &\overline{I}_{BC} = \frac{\overline{U}_{BC}}{-jX_c} = \frac{-0{,}5\,U - j\,0{,}866\,U}{-j\,X_c} = \\ &\qquad = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j\,\frac{1}{2}\right)\frac{U}{X_c}; && \text{(b)}\\ &\overline{I}_{CA} = \frac{\overline{U}_{CA}}{j\,X_L} = \frac{-0{,}5\,U + j\,0{,}866\,U}{j\,X_L} = \\ &\qquad = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} + j\,\frac{1}{2}\right)\frac{U}{X_L}. && \text{(c)} \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

* *C. Alexe* este inginer proiectant consilier la I.P.C.M

Curenții absorbiți din rețea ($\bar{I}_R$, $\bar{I}_S$, $\bar{I}_T$) sînt :

$$\left.\begin{aligned}
\bar{I}_R &= \bar{I}_{CA} - \bar{I}_{AB} = \frac{\sqrt{3}\,U}{2X_L} + j\frac{U}{2X_L} - \frac{U}{R} = \\
&= \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\frac{1}{X_L} - \frac{1}{R}\right)U + j\frac{1}{2}\cdot\frac{U}{X_L}; \quad \text{(a)} \\
\bar{I}_S &= \bar{I}_{AB} - \bar{I}_{BC} = \frac{U}{R} + j\frac{U}{2X_s} - \frac{\sqrt{3}\,U}{2X_s} = \\
&= \left(\frac{1}{R} - \frac{\sqrt{3}}{2}\cdot\frac{1}{X_s}\right)U + j\frac{1}{2}\cdot\frac{U}{X_s}; \quad \text{(b)} \\
\bar{I}_T &= \bar{I}_{BC} - \bar{I}_{CA} = -j\frac{U}{2X_c} + \\
&+ \frac{\sqrt{3}\,U}{2X_c} - j\frac{U}{2X_L} - \frac{\sqrt{3}\,U}{2X_L} = \\
&= \frac{U\sqrt{3}}{2}\left(\frac{1}{X_c} - \frac{1}{X_L}\right) - j\frac{U}{2}\left(\frac{1}{X_c} + \frac{1}{X_L}\right). \quad \text{(c)}
\end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Considerînd că $X_L = X_c$ și înlocuind în relația (3) pe X_c prin X_L rezultă egalitatea modulului curenților $\bar{I}_R$ și $\bar{I}_S$, iar pentru $\bar{I}_T$ se obține :

$$\bar{I}_T = -j\frac{U}{X_L}. \quad (4)$$

Punînd condiția de egalitate în modul a curenților absorbiți din rețea $I_T = I_R = T_s$, se obține condiția :

$$\frac{U}{X_L} = U\sqrt{\left(\frac{\sqrt{3}}{2X_L} - \frac{1}{R}\right)^2 + \frac{1}{4X_L^2}}, \quad (5)$$

de unde după efectuarea operațiilor rezultă :

$$X_L = \sqrt{3}\,R = X_c. \quad (6)$$

Deci reactanțele de simetrizare trebuie să fie egale cu $\sqrt{3}\,R$.

Puterile reactive în kVAr ale elementelor de simetrizare (bateria de condensatoare C_s și bobina de reactanță L_s) vor fi :

$$Q_c = \frac{10^3\,U^2\,[\text{kV}]}{X_c\,[\Omega]} = \frac{U^2\,[\text{kV}]\,10^3}{\sqrt{3}\,R_{[\Omega]}} = \frac{U\,[\text{kV}]\,I\,[\text{A}]}{\sqrt{3}} = \frac{S\,[k\text{VA}]}{\sqrt{3}}; \quad (7)$$

$$Q_L = \frac{U^2}{X_L} = \frac{U^2}{\sqrt{3}\,R}, \quad (8)$$

I fiind curentul inductorului cuptorului A [A] $= \frac{S\,[\text{kVA}]}{U\,[\text{kV}]}$. (9)

Puterea activă absorbită de inductor este $P = \frac{U^2}{R}$. (10)

Rezultă :

$$Q_c = Q_L = \frac{P[\text{kW}]}{\sqrt{3}}. \quad (11)$$

Înlocuind relația (6) în relațiile (2) și (3), obținem :

$$\left.\begin{aligned}
I_{AB} &= \frac{U}{R}; \quad \text{(a)} \\
\bar{I}_{BC} &= \frac{U}{2R}\left(1 - j\frac{1}{\sqrt{3}}\right); \quad \text{(b)} \\
\bar{I}_{CA} &= \frac{U}{2R}\left(1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}\right); \quad \text{(c)}
\end{aligned}\right\} \quad (2')$$

$$\left.\begin{aligned}
\bar{I}_R &= \frac{U}{2R}\left(j\frac{1}{\sqrt{3}} - 1\right); \quad \text{(a)} \\
\bar{I}_S &= \frac{U}{2R}\left(1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}\right); \quad \text{(b)} \\
\bar{I}_T &= -j\frac{U}{\sqrt{3}\,R}. \quad \text{(c)}
\end{aligned}\right\} \quad (3')$$

Se observă :

$$\left.\begin{aligned}
\bar{I}_R &= -\bar{I}_{BC}; \quad \text{(a)} \\
\bar{I}_S &= \bar{I}_{CA}; \quad \text{(c)} \\
\bar{I}_T &= -j\frac{\bar{I}_{AB}}{\sqrt{3}}. \quad \text{(b)}
\end{aligned}\right\} \quad (12)$$

Întrucît parantezele $\left(1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}\right)$ și $\left(-1 + j\frac{1}{\sqrt{3}}\right)$ au același modul, și anume :

$$\sqrt{1 + \frac{1}{3}} = \frac{2}{\sqrt{3}},$$

relația (12,a) devine :

$$I_R = \frac{U}{2R}\cdot\frac{2}{\sqrt{3}} = \frac{U}{\sqrt{3}\,R}.$$

Și deci :

$$I_R = I_S = I_T = \frac{U}{\sqrt{3}\,R}. \quad (13)$$

Argumentele expresiilor în complex a curenților se deduc din figura 4 :

$$\left.\begin{aligned}
\operatorname{tg}\varphi_R &= \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}}{-1} = -\frac{1}{\sqrt{3}} = -0{,}577\,; \ \varphi_R = 150°\,; \\
\operatorname{tg}\varphi_S &= \frac{\frac{1}{\sqrt{3}}}{+1} = \frac{1}{\sqrt{3}}\,; \ \varphi_S = 30°\,; \\
\operatorname{tg}\varphi_T &= \frac{-j}{0} = \infty\,; \ \varphi_T = 270°.
\end{aligned}\right\} \quad (14)$$

Se vede pe figură că vectorii sînt decalați la 120°.

În consecință curenții absorbiți din rețea I_R, I_S, I_T sînt egali ca mărime și decalați la 120°, adică instalația cuptorului reprezintă după simetrizare o sarcină simetrică.

Întrucît sarcina pe inductor se poate considera ca pur rezistivă (fiind compensată), iar

reactanţele capacitivă şi inductivă de simetrizare sînt egale, factorul de putere la care funcţionează ansamblul este = 1.

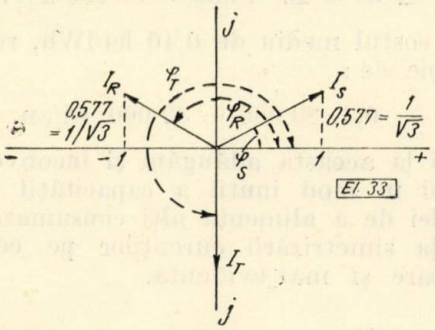


Fig. 4

Pierderile de energie din reţea, în cazul cînd nu se face simetrizarea, sînt :

$$p = 2\,r\,I^2, \qquad (15)$$

în care :

r este rezistenţa echivalentă a unei faze (se ia 2 r, întrucît curentul trece prin două conductoare de fază);

I — curentul absorbit de inductor.

După simetrizare :

$$p' = 3\,r\,I_s^2. \qquad (16)$$

Cum $I_s = \frac{1}{\sqrt{3}} I$,

rezultă :

$$p' = 3\,r\,\frac{I^2}{3} = r\,I^2,$$

deci :

$$p' = \frac{1}{2} p, \qquad (17)$$

adică pierderile de energie în reţea se reduc la jumătate.

Exemplu. La un cuptor de inducţie alimentat de la o reţea cu tensiunea de 380 V, curentul în inductorul cuptorului este de 1 000 A, valoare minimă, obţinută prin compensarea energiei reactive absorbite de inductor, ca urmare a conectării în paralel cu inductorul a unor baterii de condensatoare statice.

În această situaţie :

$$R = \frac{U}{I} = \frac{380}{1\,000} = 0{,}38\ \Omega.$$

Pentru simetrizare se introduce :

$$X_L = X_c = 1{,}73\ \ R = 0{,}658\ \ \Omega.$$

Puterea reactivă capacitivă şi inductivă a celor două părţi ale instalaţiei de simetrizare este :

$$Q = \frac{U^2}{X_L} = \frac{U^2}{X_c} = \frac{0{,}380^2 \cdot 10^3}{0{,}658} = \frac{0{,}144 \cdot 10^3}{0{,}658} = 220\ \text{kVAr}.$$

Puterea activă absorbită este :

$$P = \frac{380 \cdot 1\,000}{1\,000} = 380\ \text{kW}.$$

Curenţii absorbiţi din reţea sînt :

$$\bar{I}_R = \bar{I}_S = \bar{I}_T = \frac{380}{X_L} = \frac{380}{X_c} = \frac{380}{0{,}658} = 577\ \text{A}.$$

În cazul cînd succesiunea fazelor nu ar fi cea considerată mai sus sau cînd s-ar conecta bateria de condensatoare între punctele AC şi bobina de reactanţă între punctele BC, se obţine (fig. 3) :

$$\bar{I}_{AB} = \frac{380}{R};$$

$$\bar{I}_{BC} = \frac{\bar{U}_{BC}}{j X_L} = \frac{-190 - j\,329^*}{j X_L} = \frac{j190 - 329}{X_L};$$

$$\bar{I}_{CA} = \frac{\bar{U}_{CA}}{-j X_c} = \frac{-190 + j\,329}{-j X_c} = \frac{-j\,190 - 320}{X_c};$$

$$\bar{I}_R = \bar{I}_{CA} - \bar{I}_{AB} = -j\,\frac{190}{0{,}658} - \frac{329}{0{,}658} -$$

$$- \frac{380}{0{,}38} = -1\,500 - j\,289;$$

$$I_R = \sqrt{1\,500^2 + 289^2} = 1\,530\ \text{A};$$

$$\bar{I}_S = \bar{I}_{AB} - \bar{I}_{BC} = \frac{380}{0{,}38} - j\,\frac{190}{0{,}658} +$$

$$+ \frac{329}{0{,}658} = 1\,500 - j\,289;$$

$$I_S = 1\,530\ \text{A};$$

$$\bar{I}_T = \bar{I}_{BC} - \bar{I}_{CA} = j\,\frac{190}{0{,}658} - \frac{329}{0{,}658} +$$

$$+ \frac{j\,190}{0{,}658} + \frac{329}{0{,}658} = j\,578\ \text{A}.$$

Deci în acest caz nu se obţine o simetrizare, iar curenţii în fazele R şi S sînt mai mari decît curentul în inductor, ceea ce produce o mărire a pierderilor de energie în reţea.

În cazul cînd funcţionează numai inductorul (fără simetrizare) pierderile în reţea sînt :

$$p_1 = 2\,r\,I_1^2 = 2\,r \cdot 1\,000^6 = 2 \cdot 10^3\ r;$$

$$W = 2 \cdot 10^3 \cdot r\ \text{kW}.$$

După simetrizare (cu legături corecte) pierderile sînt :

$$p_2 = 3\,r\,I_2^2 = 3\,r \cdot 577^2 = 1 \cdot 10^2 \cdot r\text{W},$$

adică s-au redus la jumătate.

* $329 = 0{,}866 \times 380$.

În cazul legăturilor greşite :

$$p_3 = r\,(I_R^2 + I_S^2 + I_T^2) = r\,(1\,530^2 + \\ + 1\,530^2 + 577^2) = 5 \cdot 10^6 \cdot r,$$

adică de cinci ori mai mare ca în cazul simetrizării corecte şi de 2,5 ori mai mari ca în cazul funcţionării numai în două faze cu inductorul şi bateria de compensare a energiei reactive (fără simetrizare).

Ca să ne dăm seama de ordinul de mărime a acestor pierderi, să considerăm că reţeaua de alimentare a cuptorului prezintă o rezistenţă ohmică echivalentă pe fază de 0,02 Ω. În cazul cînd nu s-ar aplica simetrizarea, pierderea de putere în reţea este :

$$p_1 = 2\,r\,I_1^2 = 2 \cdot 0{,}2 \cdot 1\,000^2 = 40\,000\ \text{W} = 40\ \text{kW}.$$

După simetrizare, pierderea se reduce la jumătate :

$$p_2 = \frac{1}{2}\,p_1 = 20\ \text{kW}.$$

Pe timp de un an, la un număr de 4 000 ore de utilizare, economia de energie este :

$$\Delta W = 20 \cdot 4\,000 = 80\,000\ \text{kWh},$$

sau la costul mediu de 0,40 lei/1Wh, rezultă o economie de :

$$0{,}4 \cdot 80\,000 = 32\,000\ \text{lei/an}.$$

Dacă la aceasta adăugăm şi inconvenientul ocupării în mod inutil a capacităţii surselor şi reţelei de a alimenta alţi consumatori, importanţa simetrizării curenţilor pe cele trei faze apare şi mai evidentă.

Bibliografie

[1] *Vainberg, A. M.* Inducţionie plavilnie peci. Moscova, Gosenergoizdat, 1960.
[2] *Antoniu, I. S.* Chestiuni speciale de electrotehnică. Bucureşti, Editura Academiei, 1956.
[3] *Adămuţ, I.* Consideraţii privind dimensionarea conductorului neutru în reţelele aeriene. În : Electrotehnica **8**, nr. 10, 1960, p. 361—366.

Intrat în redacţie la 20.III.1967

DISCUŢII

Asupra articolului **„O nouă metodă de control al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone"**, de prof. dr. ing. V. N., Nedelcu, apărut în : Electrotehnica **14**, nr. 8, 1966, p. 271—273.

Observaţii

Lucrarea se referă la o problemă importantă şi actuală şi de interes practic. Ca atare, unele clarificări, care ar ridica valoarea aplicativă a lucrării, se consideră ca binevenite, ţinînd seamă şi de faptul că lucrarea a apărut şi în străinătate, sub titlul „Die Grenzkreissbilder einer Asynchronmotorenreihe", în E.T.Z.—A **87**, nr. 21, 1966, p. 760—762.

Observaţiile care se impun sînt următoarele.

1. Metoda propusă se bazează pe ipoteza ca, dacă R_s = = const. dreptele caracteristice ale cuplului în cercurile limită sînt paralele cu dreapta cuplului din cercul nominal C_n. Panta acestei drepte depinde însă de X_{sc}, întrucît $\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_{sc}}{R_s}$. Ipoteza pantă constantă conduce astfel la X_{sc} = const. şi deci la un diametru constant $D = \frac{U}{X_{sc}}$ al cercurilor, ceea ce este incompatibil cu ideea de bază a lucrării, care, cu ajutorul unor cercuri limită de diametre diferite, tinde să determine limitele admisibile de variaţie ale lui X_{sc}.

2. Metoda propusă se bazează pe ipoteza că dreapta centrului cercului nominal este comună pentru toate cercurile limită. Menţinînd dreapta centrului comună şi deci la o distanţă constantă faţă de axa absciselor, rezultă că, de fapt, se presupune că P_0 = const. Aceasta este în contradicţie cu scopul lucrării în care, cu ajutorul cercurilor limită, se determină limitele de variaţie admisibile ale lui P_0.

3. Pentru a putea construi cercurile limită (respectiv pentru fixarea în plan a drepturilor D_1 şi D_2, tangente la cerc în punctul cuplului maxim) se subînţelege că dreapta cuplului electromagnetic este nu numai paralelă, ci se şi confundă cu dreapta cuplului electromagnetic al cercului nominal.

Presupunînd însă dreapta centrului constantă (pct. 2) şi dreapta cuplului constantă pentru toate cercurile limită, rezultă că şi punctul lor de intersecţie — punctul de mers în gol — este univoc determinat. Cunoscînd un punct al cercului A_{n0}, punctul de mers în gol ($A_{n0} = A_1'_0 = A_1''_0$) şi dreapta centrului, rezultă un singur cerc, ceea ce este în contradicţie cu cele afirmate privind existenţa unor cercuri limită.

Aplicarea consecventă a ipotezei conduce deci la un singur cerc, la care condiţia de a 4-a tangentă la dreptele D_1 şi D_2 în general nu este compatibilă sau asigurată.

4. Pentru a putea efectua construcţiile grafice, punctul de mers în gol a cercurilor limită se fixează la intersecţia cercului C' dat cu dreapta puterii electromagnetice, nefiind pe dreapta centrului, fapt în contridicţie cu principiul care stă la baza construcţiei diagramei cercului.

La cercurile limită C'', punctul de mers în gol este plasat la intersecţia cercului cu dreapta puterii utile, nefiind pe dreapta puterii utile, nefiind pe dreapta centrului în locul de intersecţie a dreptelor puterii, nerespectîndu-se construcţia simplificată a cercului.

Fixarea prin ipoteze a punctului de mers în gol este însă o problemă cheie în cadrul metodei propuse, întrucît pe baza lui se determină dreapta puterii utile în cercul C' sau dreapta centrului în C''.

5. Cercurile C'' au dreapta centrului mult şi evident diferită de dreapta centrului cercului nominal, presupusă iniţial de autor comună pentru toate cercurile limită. Această inconsecvenţă conduce la faptul că pierderile nominale totale (RE) rezultă mai mici decît puterea de mers în gol (distanţa de la punctul H_2 la abscisă), ceea ce este o imposibilitate.

6. Segmentele $A_{1k}\,H_1$ şi $A_{1k}\,H_2$ nu reprezintă pierderile în scurtcircuit aşa cum se afirmă, ci, conform diagramei simplificate a cercului, pierderile totale.

7. Deoarece întreaga metodă, respectiv întreaga construcţie, se bazează pe ipotezele enumerate, demonstrarea domeniului de valabilitate a tuturor acestor ipoteze este absolut necesară pentru însăşi valabilitatea principială a metodei şi a concluziilor obţinute.

8. Pentru completa clarificare a posibilităţilor de aplicare a metodei propuse, considerăm că ar trebui să se lămurească şi următoarele probleme :

a) stabilirea preciziei metodei propuse, avînd în vedere că ea se bazează pe construcţia diagramei simplificate (deci o construcţie care, ea însăşi determină apariţia unor abateri

de la realitate) şi pe unele ipoteze simplificatoare introduse de autor;

b) modul de folosire a metodei propuse în cazul motoarelor cu dublă colivie, ţinînd seamă de faptul că la astfel de motoare imprecizia datelor obţinute din diagrama cercului este mai mare decît la maşinile cu rotorul bobinat sau în colivie simplă.

În încheiere se consideră că elucidarea problemelor amintite ar permite o apreciere corectă a lucrării şi ar concretiza posibilităţile de aplicare a ei în cazurile practice care se pun.

Ing. *B. Oprendeck*
şef de lucrări la Catedra de maşini electrice din Institutul politehnic Timişoara

Răspuns

Se vor considera observaţiile în ordinea formulării acestora:

1. Construcţia elaborată, după cum se poate uşor observa, se bazează pe ipoteza $\operatorname{tg} \varphi \underset{s=\infty}{=} \text{const.}$ Aceasta înseamnă: $X_{sc}/R_s = \text{const.}$, numai în cazul construcţiei simplificate a cercului; rezultă că $X_{sc}/R_s = \text{const.}$ pot varia astfel încît raportul lor să rămînă constant. În consecinţă mărimea D poate varia în raport cu X_{sc}.

2. În general, dreapta centrului cercului loc geometric nu se află pe o paralelă la axa mărimilor imaginare. Dar chiar dacă se consideră construcţia simplificată a cercului, din construcţia cercului limită construită la abateri $\pm \Delta m$ ale cuplului electromagnetic rezultă puncte de mers în gol diferite de cel nominal şi deci şi pierderi de mers în gol diferite.

3. Răspunsul la punctele 1, 2 explică observaţiile exprimate la acest punct. Totuşi trebuie încă o dată precizat că prin cercuri limită se înţeleg cercurile trasate la $\pm \Delta m$ faţă de cuplul electromagnetic maxim. Se pare că acest lucru se scapă din vedere.

4. Metoda prezentată nu implică folosirea construcţiei simplificate a cercului. Poate fi însă şi aceasta folosită. Observaţia poate fi generată numai de acest lucru.

5. Construcţia celei de-a doua categorii de cercuri limită (C″) este diferită de construcţia care stă la baza primei categorii. Aceste cercuri indică limitele maxime de variaţie ale pierderilor de mers în gol faţă de cele de scurtcircuit în limita pierderilor totale adimensionale dictată de $\eta = \text{const.}$

Trasarea acestor cercuri poate fi determinată în funcţie de alte condiţii, avînd în vedere faptul că nu pot fi respectate simultan limitele de variaţie date ale tuturor mărimilor care interesează.

6. S-a arătat mai sus că, principial, poate fi utilizată orice construcţie a cercului. Construcţia cercului nominal nu afectează principiul metodei.

7. Cea mai importantă concluzie a metodei (indiscutabilă) pe care o consideră autorul este aceea că limitele de variaţie stabilite prin normele tehnice naţionale sau internaţionale la mărimile nominale nu au o justificare ştiinţifică riguroasă. Diagrama cercului prin metoda propusă de autor ar putea fi o metodă care să permită considerarea simultană şi corectă a parametrilor respectivi şi a variaţiei acestora. În consecinţă aplicarea metodei poate fi sau nu corectată sau îmbunătăţită. Par însă insuficient justificate metodele de predeterminare a limitelor de variaţie ale parametrilor nominali pe baza încercărilor de control la seriile de maşini cînd aceste limite nu sînt stabilite ştiinţific. În această lumină celelalte probleme nu sînt importante.

8. Precizia metodei pentru toate categoriile de motoare este aceeaşi cu precizia pe care o oferă diagrama cercului nominal însăşi.

Observaţii finale. Aplicarea practică a metodei propuse în cadrul fabricilor constructoare de motoare asincrone necesită preocuparea nucleelor de cercetare din aceste fabrici. În această ordine de idei este de presupus că metoda va cunoaşte concretizări deosebite în funcţie de tipul de motor construit, de parametrii care prezintă importanţă primordială, de condiţiile specifice de funcţionare a maşinii.

În concluzie, autorul exprimă mulţumiri tov. dr. ing. Oprendeck pentru atenţia şi interesul manifestat faţă de această lucrare.

Prof. dr. ing. *V. N. Nedelcu*

RECENZII

CZ 538.663

* * * **Efectul magnetohidrodinamic în medii lichide** (Magnétohydrodynamique en veine liquide). În: Rev. Gén. de l'Élect., tom. **76**, nr. 6, iunie 1967, p. 891—926.

În cuprinsul a cinci capitole se fac consideraţii teoretice şi practice privind descrierea şi modul de funcţionare a convertizoarelor magnetohidrodinamice. Conţinutul şi titlul materialelor se prezintă astfel.

1) *R. Bonnefille* şi *G. Chevallier.* Convertizoare magnetohidrodinamice în medii lichide (Les convertisseurs magnétohydrodynamiques à veine liquide), p. 891—897, 8 fig., 27 ref. bibl.

Studiul generatoarelor magnetohidrodinamice în medii lichide, bazat pe o idee emisă încă de Arago şi Faraday, a fost reluat recent prin folosirea mediilor lichide formate din metal sau aliaje. Se arată ecuaţiile fundamentale de funcţionare, se descrie tipul de generator electric de curent alternativ şi curent continuu şi se insistă asupra problemelor termodinamice şi electrice care intervin. Se schiţează instalaţiile de generatoare magnetohidrodinamice în montaje Elliott, Perm, Petrick şi Lee, Jackson şi Brown şi montajul cuprinzînd condensator variabil. Cercetările arată că randamentele unor astfel de instalaţii sînt cuprinse între 10 şi 20%.

2) *R. Bidard.* Generator magnetohidrodinamic în două faze (Magnétohydrodynamique à deux phases), p. 898—905, 6 fig.

Se examinează dispozitivele magnetohidrodinamice cu medii lichide compuse din metale în raport cu cele cu plasmă. Se expun avantajele şi neajunsurile, arătîndu-se că inconvenientele sînt de natură termodinamică, mai ales la cele cu medii metalice care sînt analizate în detaliu. Se fac consideraţii asupra diferitelor soluţii de scheme posibile pentru ameliorarea randamentului generatoarelor magnetohidrodinamice. Se analizează apoi funcţionarea unei bucle generatoare izolată, care foloseşte drept mediu o emulsie de gaz lichid. Se expun o serie de bucle destinate ameliorării ciclului termodinamic din punct de vedere constructiv şi funcţional.

3) *M. Kant* şi *J. Robert.* Studii preliminare asupra unui generator magnetohidrodinamic cu mediu lichid şi cîmp alunecător (Études préliminaires d'un générateur magnétohydrodynamique à veine lichide et à champ glissant), p. 906—914, 13 fig., 8 ref. bibl.

Se expun motivele care au contribuit la abordarea studierii generatoarelor magnetohidrodinamice cu medii lichide şi cîmp excitant alunecător. Bazîndu-se pe expresia potenţialului vector şi ţinînd seamă de consideraţiile din literatura asupra generatoarelor magnetohidrodinamice, se stabileşte o expresie inedită pentru cîmpul de inducţie. Se formează modelul electric şi se definesc condiţiile de funcţionare a unui generator magnetohidrodinamic, ţinîndu-se seamă de relaţiile ce compun modelul dedus.

4) *G, Quichaud* şi *J. P. Le Frére.* Studiu experimental asupra transferului de putere între mediul format din sodiu şi armătura cîmpului alunecător (Étude expérimentale du transfer de puissance entre une veine de sodium et une armature à champ glissant), p. 915—922, 16 fig., 9 ref. bibl.

După descrierea unui generator magnetohidrodinamic se prezintă circuitul de măsură pentru detectarea transferului

de putere între mediul fluid şi bobinajul inductor. Se dau o serie de rezultate stabilite experimental privind încercările de funcţionare a generatoarelor la frecvenţe de 50 şi 17 Hz. Se examinează probleme tehnologice de realizarea industrială a generatoarelor magnetohidrodinamice cu medii lichide.

5) *D. Porte.* Generatoare magnetohidrodinamice în medii lichide şi tehnologia metalelor alcaline (Magnétohydrodynamiques en phase liquide et technologie des métaux alcalins), p. 923—926, 5 fig.

După ciclul actual propus în magnetohidrodinamică cu metale lichide, temperatura sursei calde trebuie să fie cuprinsă între 800 şi 1 200°C, cînd se folosesc metale alcaline. Tehnologia actuală a sodiului nu permite depăşirea a 600°C şi se impune ideea unor studii în privinţa materialelor care vor permite atingerea temperaturii necesare. Se descriu o serie de realizări în domeniul magnetohidrodinamicii şi se prezintă pompe şi debitmetre electromagnetice ca instalaţii realizate.

A. Carabulea

CZ 621.312 (42)

L. Drucquer. **Cîteva consideraţii asupra industriei electrotehnice** (Some thoughts on the electrical industry). În: Proceedings of the institution of electrical engineers, nr. 1, 1966.

Articolul reprezintă discursul rostit de L. Drucquer cu ocazia alegerii sale ca preşedinte al Institutului inginerilor electricieni britanici (IEE) şi se referă la situaţia industriei electrotehnice în prezent în comparaţie cu dezvoltarea celorlalte specialităţi inginereşti, la problemele ei de cercetare şi de dezvoltare, la contribuţia acestei industrii la dezvoltarea altor ramuri industriale. Este analizată, de asemenea, problema conducerii inginereşti în raport cu necesitatea de a avea ingineri specialişti de înaltă calificare, a salarizării acestora.

Lucrarea se referă, evident, în primul rînd, la industria electrotehnică din Marea Britanie; ea are însă o valabilitate internaţională şi reflectă idei importante şi pentru industria noastră electrotehnică şi pentru inginerii noştri electricieni.

Articolul este împărţit în şapte capitole: istoric, industria electrotehnică britanică, cercetare şi dezvoltare, contribuţia industriei electrotehnice la dezvoltarea altor ramuri industriale, conducerea inginerească, proiectarea, era electrică.

În primul capitol (istoric) sînt arătate etapele principale istorice, caracterizate prin descoperiri epocale, care au provocat schimbări structurale ale industriei electrotehnice, începînd din anul 1880, dată care poate fi considerată că marchează apariţia acestei industrii. Prima etapă a fost curentul continuu, a doua, curentul alternativ, a treia, redresorul cu mercur şi ultima etapă, cea actuală, semiconductorul cu urmaşul său tiristorul. În viitorul apropiat se prevede că toate transformările din curent alternativ în curent continuu se vor efectua cu ajutorul diodelor semiconductoare şi a tiristoarelor.

În capitolul al doilea sînt arătate unele aspecte ale industriei electrotehnice britanice. În primul rînd, autorul constată că personalul industriei electrotehnice a crescut între anii 1953 şi 1963 cu 40%, în timp ce în alte industrii numărul angajaţilor fie că a scăzut, fie că se menţine constant. La alimentarea cu energie electrică, personalul a crescut cu 20%, în timp ce la alimentarea cu apă şi cu gaze a scăzut sau s-a menţinut acelaşi.

Pe ramuri, creşterea cea mai mare a înregistrat-o sectorul radioelectronică cu 80% faţă de 26%, sectorul maşinii electrice şi alte produse electrotehnice. În perioada 1958—1963, producţia totală a industriei electrotehnice a crescut cu 50%, iar valoarea produselor electrotehnice exportate a depăşit 1 miliard lire sterline.

Alimentarea cu energie electrică în Marea Britanie a suferit modificări, trecînd de la centrale particulare sau municipale la cele cîteva mari societăţi, ca: Central Electricity Generating Board, Scottish Electricity Board etc.

În ceea ce priveşte cercetarea şi proiectarea, acestea au aparţinut la început fabricanţilor, ca, o dată cu creşterea complexităţii schemelor, să treacă asupra inginerilor consultanţi de specialitate. În prezent, totuşi, fabricanţii continuă să facă cercetări pentru nevoi imediate, iar cercetările care necesită eforturi deosebite şi fonduri importante şi ale căror rezultate nu se pot prevedea intră în competenţa cercetării naţionale. În mod foarte semnificativ, L. Drucquer atrage atenţia că situaţia în care industria este lipsită de cercetarea tehnică, nelegată direct de producţie, constituie un pericol.

În capitolul al patrulea — contribuţia industriei electrotehnice la dezvoltarea altor ramuri industriale — autorul arată că sînt de reţinut următoarele date interesante.

Între anii 1960 şi 1964, în timp ce producţia de oţel a crescut cu 5%, consumul de energie electrică a crescut cu 15% şi se prevede ca în 1970 să crească cu 60%, datorită oţelăriilor şi cuptoarelor electrice în plină dezvoltare. În momentul de faţă în Marea Britanie se folosesc cuptoare de 35/40 MVA, iar în S.U.A., 80 şi 130 MVA.

Controlul procesului tehnologic realizat cu ajutorul electricităţii a permis obţinerea unor toleranţe la laminarea la cald de $\pm$ 0,001 inch şi de 0,0001 inch la rece. Producţia aluminiului este legată cel mai direct de energia electrică, consumul fiind de 8—9 kWh/1 b de aluminiu. Pentru producţia mondială de 5 000 000 t aluminiu, puterea totală cerută se ridică la 35 000 MV.

În minerit, folosirea electricităţii a crescut, deoarece cu ajutorul ei s-au introdus o înaltă mecanizare, automatizare şi control, care vor duce la o creştere cu 20% a producţiei, cu personal redus.

În construcţiile navale, avantajele propulsiei electrice, respectiv flexibilitate în proiectare, manevrabilitate rapidă şi simplitatea de alimentare a consumatorilor auxiliari, au făcut ca propulsia electrică să devină propulsie normală pentru unele vase specializate, ca de exemplu, vase de cablat, spărgătoare de gheaţă şi unele tipuri de drage.

În ultimii 15 ani, curentul continuu pe vase a început să fie înlocuit cu curentul alternativ, iar puterea electrică totală instalată pe vase a crescut cu 25%.

Interesante sînt comentariile autorului L. Drucquer asupra conducerii inginereşti (cap. 5). El constată, în primul rînd, că poziţia inginerului electrician, ca de altfel şi a altor categorii de ingineri, nu se află la acelaşi nivel cu membri altor profesii, medici, avocaţi, contabili şi că este cazul să-şi ocupe locul cuvenit în societate, mai cu seamă că ei au o minte analitică, potrivită pentru problemele sociale de astăzi. Acceptarea oarbă a ideii că conducerea în sine constituie o profesie este dăunătoare pentru industrie.

Autorul observă că prezenţa şi priceperea inginerului specialist sînt vitale pentru industrie şi trebuie aplicate în practică, iar retribuţia acestora trebuie să fie la acelaşi nivel cu a conducerii.

În problema de proiectare (cap. 6) se constată că în prezent caracteristicile cerute trebuie realizate cu un consum minim de materiale, cu un preţ de cost minim, în timp ce în trecut echipamentul trebuia să fie rezistent şi supradimensionat. Folosirea calculatorului, ca instrument auxiliar, deschide noi posibilităţi pentru viitor, însă acesta trebuie să fie subordonat gîndirii inginereşti şi nu invers.

Autorul accentuează în capitolul final (era electrică) faptul că ultimii 25 ani au contribuit la progresul tehnicii mai mult ca întreg trecutul. Faţă de un asemenea progres, numărul inginerilor electricieni rămîne în urmă şi este necesar stabilirea echilibrului.

Cu excepţia cîtorva probleme specifice sistemului capitalist, cum ar fi comparaţia care se face între profesiile de inginer şi alte profesii, ideile şi părerile exprimate în acest articol prezintă un caracter de universalitate.

În prezent, în ţara noastră se acordă o importanţă deosebită conducerii inginereşti şi se pune un accent deosebit pe organizarea ştiinţifică a producţiei, pe ridicarea nivelului calitativ al produselor, pe o proiectare cu un preţ de cost minim, astfel încît credem că unele idei care stau la baza articolului pot contribui la clarificarea multor probleme care ne stau în faţă.

V. Bunea

CZ 628.879.6

* * * **Iluminatul de siguranţă** (Éclairage de sécurité). În : Rev. Gén. de l'Elect., tom. **76**, nr. 6, iunie 1967, p. 935—954.

Cele cinci articole au următorul titlu şi cuprins.

4) *L. Amy.* Caracteristicile generale ale iluminatului de siguranţă (Caractéristiques générales d'un éclairage de sécurité), p. 935—938.

Se scot în evidenţă condiţiile unui iluminat de siguranţă şi problemele care se pun în caz de avariere a unor instalaţii de mare utilitate.

După o scurtă introducere se prezintă principalele caracteristici ale iluminatului de siguranţă privitoare la distribuţia curentului electric, durata de funcţionare a instalaţiei, intensitatea luminoasă necesară etc.

2) *Y. Lecouffe.* Sursele de energie pentru iluminatul de siguranţă (Les sources d'énergie pour éclairage de sécurité), p, 939—943, 3 ref. bibl.

Problemele tratate se referă la :

a) Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească sursa de energie formată din baterii de cadmiu-nichel funcţionînd permanent sau în cazul conectării manuale sau automate în circuit.

b) Caracteristicile speciale ale acumulatoarelor de cadmiu nichel.

c) Diferite tipuri de acumulatoare alcaline şi compararea lor,

d) Alimentarea iluminatului de siguranţă.

e) Avantajele diferitelor soluţii preconizate şi criteriile de alegere.

3) *P. Lemaigre-Voreaux.* Unele consideraţii asupra lămpilor cu incandescenţă utilizate pentru iluminatul de siguranţă (Quelques remarques concernant les lampes à incandescence utilisables pour l'éclairage de sécurité), p. 944—946, 8 fig.

Dorind să realizeze un iluminat de siguranţă economic, autorul face consideraţii asupra unor tipuri de lămpi — la aceeaşi durată de viaţă — şi se scot în evidenţă factorii care influenţează eficienţa iluminării. Aceste consideraţii permit stabilirea tipului optim de lămpi şi baterii destinate iluminatului de siguranţă.

4) *M. LA. Toison.* Convertizoare cu transistoare pentru iluminatul de siguranţă (Convertisseurs à transistors pour l'éclairage de securité), p. 947—950, 6 fig.

După rezumarea principiilor de funcţionare a convertizoarelor cu transistoare se tratează problema iluminatului de siguranţă alimentat în curent alternativ, plecînd de la curentul continuu furnizat de pile sau acumulatoare. Se consideră că această soluţie asigură o siguranţă suficientă în alimentarea instalaţiilor de iluminat. Se prezintă schema unui convertizor cu unul şi cu două transistoare în circuit. Se arată o serie de date caracteristice privind noile aparate electrice descrise.

5) *A. Rouvier.* Lămpi cu luminescenţă (Les lampes à luminescence), p. 951—954, 6 fig., 1 ref. bibl.

Se tratează următoarele probleme :

a) Caracteristicile lămpilor cu luminescenţă. Se fac consideraţii asupra lămpilor fosforescente, catodoluminescente, fluorescente, electroluminescente.

b) Prezentarea dimensiunilor şi a mostrelor diverselor tipuri de lămpi.

Diverse aspecte privind securitatea funcţionării.

Se scoate în evidenţă avantajele lămpilor cu fosforescenţă, arătîndu-se limitele performanţelor în ceea ce priveşte iluminarea. Se fac consideraţii asupra acestor tipuri de lămpi, ţinîndu-se seamă mai ales de securitatea funcţionării în exploatare.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 534 *Vibraţii. Ondulaţii. Acustică*

CZ 534.006.2

Ploner, B. **Un nou laborator de cercetări acustice** (Un nouveau laboratoire de recherches acoustiques). În : Rev. Brown Boveri, tom. **53**, nr. 6—7, 1966, 5 fig., p. 428—431.

Se dau date referitoare la construirea unui laborator de acustică, destinat cercetărilor experimentale asupra maşinilor electrice rotative şi transformatoarelor.

Camera sursă are un mare coeficient de atenuare a sunetelor care se propagă aerian şi prin corpurile solide şi o capacitate de absorbţie foarte mare. Sala de reverberaţie de care dispune laboratorul are un timp de reverberaţie maxim.

Instalaţia de alimentare cu energie electrică este dimensionată pentru a permite un consum de 1 000 kW. Sînt incluse schiţa laboratorului, descrierea echipamentului şi instalaţiilor, camera surdă, sala reverberantă, camera pentru măsurarea vibraţiilor, o mică cameră surdă aşezată la subsol, instalaţiile de ventilaţie şi distribuţie a energiei şi dispozitivele de măsurare şi scurte explicaţii asupra realizării şi eficacităţii acestor instalaţii,

L. V.

CZ 621 313 *Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare*

CZ 621.313.013

Ermilov, M. A. şi Ham, V. H. **O metodă de calcul al cîmpului magnetic din maşinile electrice** (Ob ognom sposobe rasceta magnitnih polei v electriceskih maşinah). În : Elektricestvo, nr. 8, august 1967, p. 41—45, 5 fig., 8 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a stadiului de cercetare a problemelor conexe se aduce în discuţie o serie de aspecte privind determinarea cîmpului magnetic din interiorul maşinilor electrice.

Se formulează metodele matematice pe baza consideraţiilor fizice care descriu fenomenul sub o formă cît mai completă.

Partea teoretică este însoţită de unele aspecte practice şi se arată modul cum se corelează cele două părţi în sensul că se fac o serie de simplificări care nu afectează precizia de calcul al cîmpului magnetic. Pe baza relaţiilor simplificate se dă un exemplu numeric şi se trasează variaţia diferitelor maşini magnetice în funcţie de dimensiunile elementelor maşinii electrice. Rezultatele obţinute prin utilizarea noii metode sînt aplicate în proiectare şi permit reducerea substanţială a timpului de lucru, înlesnind redarea cît mai exactă a fenomenului fizic.

A.C.

CZ 621.313.1.048.1 :621.3.015.532/533

Vaxer, B. D. **Descărcări interne de suprafaţă în izolaţia rigidă stratificată a maşinilor electrice** (Vnutrenie skolziasie razriadi v tverdoi mnogosloinoi izolaţii elektricesckih maşin). În : Elektriceskaia Izoliaţiia. Lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 115—123, 6 fig., 5 ref. bibl.

La izolaţia maşinilor electrice, atît în sistemele termoplastice (materiale pe bază de mică compoundate cu bitumuri), cît şi la sistemele moderne termorigide (materiale stratificate pe bază de hîrtie de mică impregnate cu răşini sintetice epoxidice), sînt inevitabile incluziunile de aer dintre conductoare şi straturile izolante şi la fel între straturile izolaţiei.

Se presupune că, sub acţiunea cîmpului electric, în incluziunile de aer de mai sus iau naştere descărcări de suprafaţă care sînt preludiul fenomenelor de străpungere a izolaţiei.

Se prezintă schema echivalentă a descărcării de suprafaţă, pe baza căreia se face studiul analitic.

Paralel se efectuează experimentări pentru determinarea amplitudinii descărcărilor în funcţie de tensiune pentru izolaţii termoplastice şi pentru izolaţii termorigide.

Se apreciază că acest studiu foloseşte aprecierii calităţii noilor sisteme de izolaţie, în special a gradului de rigidizare şi de aderenţă.

A.B.

CZ 621 314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Comutatrice*

CZ 621.314.21.017.3 :669.14.018.29

Carasev, V. V. şi Leitec, L. V. **Caracteristicile electromagnetice ale oţelurilor folosite în construcţia transformatoarelor trifazate** (Electromagnetnîe haracteristici construcţionîi stalina peremenoe toke i ih primenenie v transformatostroenie). În: Elektricestvo, nr. 8, august 1967, p. 32—37, 6 fig., 12 ref. bibl.

Se dau dimensiunile şi caracteristicile oţelurilor speciale folosite în construcţia de transformatoare de mare putere la frecvenţa de 50 Hz, pentru care pierderile de putere au rezultat, conform datelor de exploatare, la nivelul prestabilit în proiectare. Se descrie metoda pentru determinarea caracteristicilor electromagnetice ale oţelurilor speciale folosite în montajul transformatoarelor şi se fac precizări asupra fenomenelor care apar.

Se indică schema de măsurare a cîmpurilor electrice şi magnetice şi a puterii pierdute în materialul supus probelor practice.

Se trasează grafic variaţia cîmpului electric E, a cîmpului magnetic H şi a fluxului şi se reprezintă armonicile care intervin. Relaţiile analitice sînt însoţite de o serie de consideraţii de ordin practic.

Bibliografia pe teme, destul de bogată, înlesneşte urmărirea cercetărilor în tema tratată.

A.C.

CZ 621.314.21/26 :621.3.014.32

Lurie, S. I. ş.a. **Rigiditatea electrodinamică a transformatoarelor din gabaritele I şi II cu bobinaje cilindriee în straturi** (Elektrodinamiceskaia procinosti transformatora I—II gabaritou so sloerumi tilindriceschimi obmatkami). În: Elektrotehnika **38**, nr. 4, 1967, p. 14—18, 6 fig., 3 tabele, 6 ref. bibl.

Se prezintă o metodică de calcul bazată pe studiul fluxului magnetic de dispersie cu ajutorul modelării matematice.

Calculele şi încercările s-au făcut pe şase tipuri de transformatoare, şi anume: 320 kVA pentru tensiunile 6/0,4 şi 10/0,4 kV şi 560 kVA pentru aceleaşi tensiuni.

Se arată că la transformatoarele cu bobinajele în straturi, în special cu putere peste 250 kVA, se nasc eforturi axiale din cauza nesimetriei ultimului strat al bobinajului cilindric de înaltă tensiune. În consecinţă se recomandă soluţii constructive care asigură simetrizarea bobinajelor.

De asemenea, se impune, ca o consecinţă a studiului, încercarea din punct de vedere mecanic a cilindrilor din hîrtie bachelizată, folosiţi ca izolaţii de capăt (la bobinajele de joasă şi înaltă tensiune).

A.B.

CZ 621.314.224.1 :538.61

Pelenc, Y. şi Bernard, G. **Prototipul industrial al transformatorului de curent cu efect magnetooptic** (Prototype industriel de transformateur de courant à effet magnéto-optique). În: Rev. Gén. de l'Élect., tom. **76**, nr. 7—8, p. 1 055—1 064, 5 fig., 20 ref. bibl.

Se aduce în discuţie un principiu nou în construcţia şi exploatarea transformatoarelor de curent bazate pe efectul magnetooptic.

Efectul Faraday apare ca fiind fenomenul care permite să se convertească mărimile electrice în mărimi optice. Se descrie un aparat bazat pe acest principiu. Performanţele obţinute confirmă previziunile calculului făcute, în special, pentru regimul tranzitoriu de scurtcircuit asimetric. Consumul aparatelor pentru protecţia de distanţă poate fi redus dacă se înlocuiesc transformatoarele clasice de curent cu cele bazate pe efect magnetooptic. Un principiu asemănător se poate folosi şi pentru măsurarea tensiunii. Se dă schema de principiu a noului tip de transformator. Se descrie prototipul realizat pentru 750 kV şi se arată oscilograma unui curent de scurtcircuit de 18 000 A realizat cu ajutorul transformatorului de curent cu efect magnetooptic.

A.C

CZ 621 315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii*

CZ 621.315.616.001.4

Maslov, V. V. **Studiul foliilor din policarbonat în procesul de îmbătrînire termohigroscopic** (Issledovanie polikarbonatnoi plenki v proţesse termovlagostareniia). În: Elektrotehnika **38**, nr. 4, 1967, p. 44—46, 5 fig., 3 ref. bibl.

Se studiază caracteristicile dielectrice şi mecanice ale foliei în condiţii de umiditate cu un procentaj de 100% şi la temperaturi diferite (20, 40 şi 100°C). Grosimea foliei este de 0,1 mm. Se prezintă variaţia absorbţiei de apă în funcţie de timp, la temperaturi variate şi unde se observă că absorbţia este mai mare în mediul cu umiditate 100% decît în cazul menţinerii directe a foliei în apă. Curbele rezistivităţii volumetrice arată şi ele acelaşi fenomen ca mai sus, în sensul că ρv scade mai mult în cazul supunerii foliei în atmosferă cu umiditate.

Studiul se mai ocupă de variaţia tg δ în funcţie de temperatură şi a durităţii foliei în timp.

Rezultatele complexe ale studiului arată că, datorită caracteristicilor dielectrice ridicate şi, în special, stabilităţii lor în condiţii de umiditate, foliile din policarbonat sînt indicate în schemele de izolaţie ale maşinilor electrice cu sisteme de răcire cu vapori de apă.

A.B.

CZ 621 316 *Distribuţia energiei electrice. Reţele de distribuţie. Deschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor*

CZ 621.316.576 :621.3.015.3

Kirchner, F. **P. K. întreruptoare pneumatiee pentru supratensiuni, construcţie, performanţe, perspective** (Le P. K. disjoncteur pneumatique pour les supertensions, construction. performances, perspectives d'avenir). În: Rev. Gén. de l'Élect, tom. **76**, nr. 7—8, 1967, p. 995—1 000, 3 fig.

Disjunctorul P. K. este un întreruptor pneumatic prevăzut să funcţioneze la tensiuni de 132—750 kV. După o scurtă prezentare a stadiului cercetărilor se fac consideraţii privind: a) arhitectura întreruptoarelor de mare putere; b) camera de întrerupere a circuitului; c) principiile de cuplare a contactelor; d) camera de rupere auxiliară; e) alimentarea cu aer a camerei de rupere a arcului; f) rezervoarele de aer şi comenzile polului de întrerupere a circuitului; g) aplicaţiile industriale; h) performanţe.

Se arată tensiunile la care funcţionează astfel de aparate în diverse ţări şi se prezintă vederea generală a unor întreruptoare de mare putere.

A.C.

CZ 621.316.90

Polovoi, J. F. **Influenţa supratensiunilor şi a tensiunii de încercare asupra aparatajului de 110—220 kV** (vozdeistvuniscie perenaprajenia i ispitatelnîe naprajenia electrooborudovania 110—220 kV). În: Elektricestvo, nr. 8, august 1967, p. 12—16, 2 fig., 4 tabele, 7 ref. bibl.

Se fac consideraţii privind acţiunea supratensiunilor interne asupra aparatelor electrice din staţiile de 110 şi 220 kV. Cercetările se referă, în special la transformatoare şi între-

ruptoare. Se dau diverse mărimi caracteristice ale aparatelor din staţiile de 110 şi 220 kV şi se fac aprecieri asupra comportării în exploatare în cazul folosirii diverselor tipuri de descărcătoare. Se prezintă grafic variaţia supratensiunii aplicate în funcţie de timp, ţinînd seamă de diverse cauze care provoacă supratensiunile.

Se dau o serie de indicaţii asupra modului în care au decurs măsurătorile şi se fac aprecieri asupra mărimilor caracteristice şi asupra modului de comportare a aparatelor electrice din staţii la supratensiunile interne, special provocate în instalaţii.

Se indică tensiunile de încercare a transformatoarelor şi întreruptoarelor la 110 şi 220 kV, făcîndu-se recomandări privind coordonarea izolaţiei.

A.C.

CZ 621 317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.384.082.6

Henkin, A. L. **Măsurarea pierderilor specifice în plăci feromagnetice cu ajutorul metodelor termometrice** (Osobenosti izmerenia udelinîh poteri termometriceskim metodom v feromagnitnîm plastincam). În : Elektricestvo, nr. 9, septembrie 1967, p. 45—49, 5 fig., 5 ref. bibl.

Se prezintă stadiul cercetărilor şi se arată problemele ce prezintă interes să fie studiate pentru măsurarea pierderilor specifice de energie în elementele parcurse de curent din structura aparatelor şi maşinilor electrice. Se dau relaţiile de calcul ale pierderilor de energie în plăci feromagnetice şi se reprezintă grafic variaţia lor în funcţie de principalele mărimi caracteristice. După scrierea relaţiilor analitice complete pentru determinarea pierderilor se simplifică formulele obţinute şi se determină constantele care intervin. Se fac consideraţii privind determinarea temperaturii plăcilor feromagnetice cu metodele cunoscute din literatură şi prin aplicarea metodelor termometrice. Rezultatele sînt reprezentate grafic pentru comparaţie. Se descriu condiţiile experimentărilor efectuate, subliniindu-se importanţa practică a aplicării metodelor termometrice.

A.C.

CZ 621.317.333.6.001.4

Levsunov, R. T. **Perfecţionarea metodei de încercare a rezistenţei la arc electric** (Usoverşenstvovanii metod ispitania na dugostoikosti no GOST 10345—63). În : Elektrotehnika, **38**, nr. 6, 1967, p. 57—59, 3 fig., 5 tabele, 6 ref. bibl.

Se prezintă o metodă de încercare a rezistenţei la arc, după normele americane ASTM. În prealabil se arată deficienţa metodei anterioare. În esenţă, noua metodă se bazează pe principiul aplicării de curenţi de mică intensitate sub înaltă tensiune.

Se prezintă schema electrică a instalaţiei corespunzătoare noii metode. Se fac încercări pentru următoarele materiale izolante : răşini sintetice termorigide de tip epoxidic, cu întărire la cald şi la rece ; steclotextolit ; pertinax ; textolit ; viniplast.

Se prezintă tabelele rezultatelor comparative ale încercărilor materialelor de mai sus după ambele metode.

Se consideră că noua metodă poate fi folosită şi la încercarea materialelor cu slabă rezistenţă la arc (cu puteri corespunzătoare descărcării 3, 6 şi 12 W), ceea ce nu se putea realiza cu vechea metodă.

A.B.

CZ 621.317.384.001.1

Ansin, V. S. ş.a. **Micşorarea pierderilor suplimentare la transformatoarele de forţă** (Snijenie dobavocinih poteri v moşnih transformatorah). În : Elektrotehnika, **38**, nr. 4, 1967, p. 10—13, 3 fig., 4 tabele, 10 ref. bibl.

Într-un articol de sinteză se prezintă metodele principale pentru reducerea pierderilor suplimentare în transformatoare.

Aceste metode ar fi împărţite în trei grupe :

1) dirijarea cîmpului de dispersie ; 2) alegerea optimă a formei şi dimensiunilor elementelor constructive ; aceasta se realizează pe calea micşorării dimensiunilor şi divizării unor elemente de susţinere ale miezului magnetic şi, de asemenea, a divizării conductoarelor de bobinaj ; 3) folosirea de materiale rău conducătoare şi de oţeluri slab magnetice.

Se prezintă o clasificare a tuturor acestor metode cu legăturile lor (pe verticală şi pe orizontală).

Pentru studiu s-au folosit metode de calcul şi experimentale prezentate în lucrări anterioare, şi anume : calculul şi modelarea matematică a cîmpurilor de dispersie ; măsurarea cîmpurilor de dispersie şi de inducţie pe modelele fizice şi transformatoare cu ajutorul aparaturii speciale ; măsurarea şi calculul apreciativ al pierderilor locale în elementele constructive ale modelelor fizice şi ale transformatoarelor ; calculul pierderilor datorită curenţilor invertitori în bobinaje şi aprecierea pierderilor în pachetele marginale ale miezurilor magnetice ; măsurarea pierderilor totale în scurtcircuit în transformatoare şi a pierderilor suplimentare în modelele fizice.

A. B.

CZ 621.317.735 :621.315.618

Wind, G. **Celula de control al dielectricilor gazoşi pentru determinarea potenţialului disruptiv în cîmp evasiuniform.** Performanţele dispozitivului pentru caracterizarea gazului electronegativ (Cellule de contrôle des diélectriques gazeux par la détermination des potentiels disruptifs en champ quasi uniforme. Aptitude du dispositif à caractériser les gaz électronégatifs). În : Rev. Gén. de l'Elect., tom. **76**, nr. 7—8, iulie-august 1967, p. 1 027—1 043, 12 fig., 13 ref. bibl.

După un studiu teoretic privind descărcarea în mediu electronegativ se descrie o celulă de control pentru dielectrici gazoşi, al cărei principiu se bazează pe determinarea tensiunilor de descărcare în cîmp uniform.

Influenţa diverşilor parametri asupra măsurătorilor nu este trecută cu vederea şi se cuprinde în calculele teoretice şi măsurătorile experimentale ce se întreprind. Descărcarea în medii gazoase electronegative şi în cîmp uniform este prezentată atît sub aspectul fenomenului fizic, cît şi sub aspectul reacţiilor ce intervin între părţile componente ale gazului dielectric.

Se dau expresiile de calcul ale coeficientului de disociere, ale factorului de multiplicare a purtătorilor de sarcină, ale potenţialului disruptiv în funcţie de presiunea gazului şi distanţa dintre electrozi. Studiul se încheie cu o serie de recomandări privind aplicaţiile dispozitivului realizat.

A.C.

CZ 621 319 *Electrostatică industrială*

CZ 621.319.4 : 621.315.616.96

Kozmina, V. S. ş.a. **Studiul condensatoarelor impregnate cu răşini epoxidice, fabricate de firma Tesla** (Issledovanie propitannih epoxidnoi smoloi Kondensatorov firmi Tesla). În : Elektriceskaia Izoliaţiia. Lucrările Institutului politehnic din Leningrad, nr. 276, 1967, p. 162—168, 3 fig., 5 tab., 5 ref. bibl.

Se studiază condensatoarele cu dielectricul din hîrtie şi impregnate cu răşini epoxidice fluide de tipul Araldit F (cu întăritor nr. 900). Se prezintă caracteristicile electrice şi dimensionale ale condensatoarelor construite pentru gama de tensiuni : 160—1 400 V şi cu capacităţi între 10^{-3} şi 10^{-1} μF. Principalul indice tehnico-economic, volumul specific exprimat în $cm^3/\mu F$, este prezentat sub formă de diagramă pentru grupele de tensiuni : 160, 400 şi 1 000 V.

Variaţia principalelor caracteristici dielectrice : C, tg δ şi R_{iz} în funcţie de temperatură, este prezentată sub formă de tabele şi diagrame.

Rezultatele studiului dielectric arată că aceste condensatoare pot lucra sub temperatura pînă la 100°C. Datorită higroscopicităţii răşinii epoxidice, condensatoarele sînt suficient de rezistente la acţiunea umidităţii, menţinîndu-se stabile caracteristicile dielectrice în mediu cu umiditate relativă 100% timp de o lună.

Se consideră că această construcţie de condensatoare are avantajul de simplitate constructivă (cuva metalică fiind înlocuită cu un strat de răşină epoxidică) şi, de asemenea, de stabilitate termică şi în timp.

A.B.

CRONICĂ

Din activitatea CEI

Şedinţa Comitetului tehnic 33 CEI, Praga — iulie 1967

CZ 621.319.4 :061.3 CEI

La şedinţa de la Praga s-a discutat proiectul de recomandare privind condensatoarele de cuplaj şi divizorii capacitivi, cuprins în documentul 33 (Secretariat) 44.

Domeniul de aplicare a fost definit — pentru condensatoarele utilizate în scopul cuplajului reţelelor de telecomunicaţii de înaltă frecvenţă (40—400 kHz) pe linii aeriene de înaltă tensiune (fig. 1) şi pentru divizorii capacitivi (fig. 2 şi 3), făcînd parte dintr-un transformator — condensator de tensiune. Recomandările se pot aplica, de asemenea, şi în general condensatoarelor care au în permanenţă o bornă legată la pămînt sau la o tensiune joasă ca, de exemplu, condensatoarele utilizate pentru protecţia contra supratensiunilor (fig. 4).

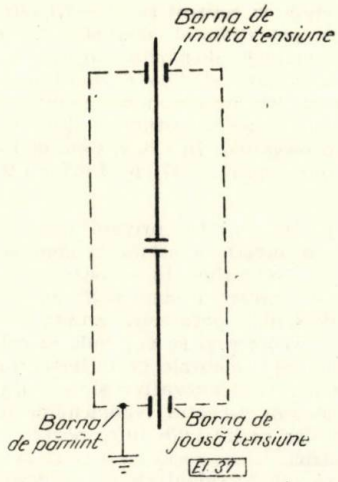


Fig. 1

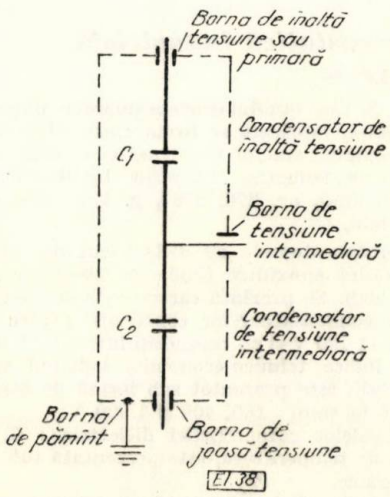


Fig. 2

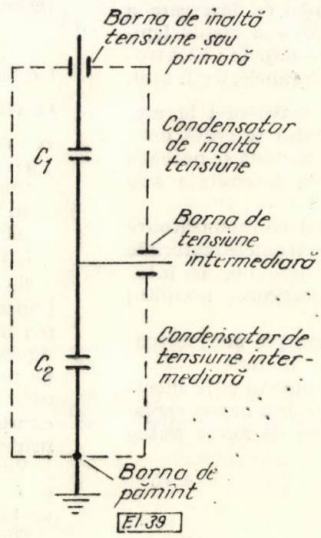


Fig. 3

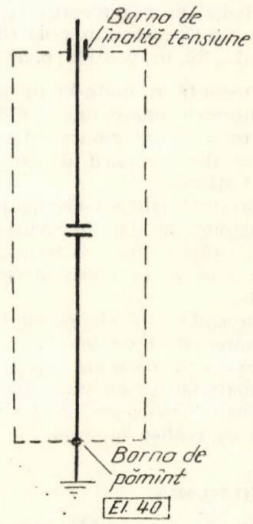


Fig. 4

S-au menţinut limitele de temperaturi pentru mediul ambiant în care pot funcţiona condensatoarele — la trei limite inferioare (−40°C, −25°C şi −10°C) şi trei superioare (+40°C, +45°C şi +50°C). Deşi proiectul de recomandare pentru transformatoare de măsură, pregătit de Comitetul 38, prevede temperatura de −5°C pentru transformatoarele funcţionînd în interior, s-a considerat că limita de −10°C acoperă şi cerinţele acestei temperaturi.

Definiţiile au fost completate cu acelea ale condensatoarelor de înaltă şi medie tensiune a divizoarelor capacitive (fig. 2 şi 3), cum şi ale capacităţii rezultate : $C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$, a raportului de transformare : $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$, precum şi ale tensiunii intermediare în circuit deschis (ca fiind tensiunea care apare la bornele condensatorului de medie tensiune cînd este aplicată o tensiune între bornele de înaltă şi joasă tensiune — fără ca în paralel cu condensatorul de medie tensiune să fie legată vreo impedanţă).

S-a discutat problema temperaturii normale de încercare, reieşind două păreri diferite : prima, ca toate rezultatele măsurătorilor (pentru capacitate şi unghiul de pierderi) să fie corectate la temperatura standard de 20°C şi a doua, ca valorile măsurate la intervalul 15°÷35°C să fie corectate la 20°C numai dacă valoarea lor iese din toleranţele prescrise. S-a acceptat a doua soluţie ca fiind mai simplă şi satisfăcînd necesităţile consumatorului.

Încercările au rămas împărţite în încercări de serie (individuale) şi de tip, astfel :

Încercări de serie

— capacitatea înaintea încercărilor de străpungere ;

— încercarea de străpungere între borne în curent continuu sau alternativ ;

capacitatea şi unghiul de pierderi după încercările la străpungere ;

Încercări de tip

— capacitatea şi rezistenţa echivalentă în înaltă frecvenţă în domeniul categoriei de temperatură ;

— capacitatea parazită şi inductanţa parazită a bornei de joasă tensiune ;

— încercarea la străpungere între borna de joasă tensiune și borna de pământ, în curent alternativ;
— încercarea de etanșeitate.
— încercarea la străpungere de 1 minut în curent alternativ sub ploaie, între borne;
— încercarea de descărcare sau încercarea la undă de șoc de tensiune;
— încercarea de ionizare;
— determinarea coeficientului de temperatură;
— încercarea zgomotelor parazite.

Capacitatea măsurată la frecvența industrială — după încercarea la străpungere — nu trebuie să difere de cea măsurată anterior cu mai mult de 5% sau +10%. Măsurarea unghiului de pierderi are ca scop verificarea regularității producției, deși au fost propuneri de normare a valorilor (Finlanda) sau de a-i atribui rolul de detectare a murdăririi dielectricului (Franța).

Încercarea de străpungere (dielectrică) între borne a rămas să fie realizată în două alternative: în curent alternativ cu o tensiune corespunzătoare nivelului de izolație a întregii baterii de condensatoare sau în curent continuu cu tensiune de două ori cît tensiunea de încercare în curent alternativ, deși au fost discuții referitoare la încercarea în curent continuu. Încercarea între borna de joasă tensiune și borna de pământ s-a menținut la 10 kV (deși Germania a susținut 4 kV) pentru a asigura o distanță suficientă de conturnare în cazul poluării izolatorului.

Încercările la înaltă frecvență cuprind măsura capacității și rezistenței echivalente serie, precum și măsura capacității și conductanței parazite a bornei de joasă tensiune.

Capacitatea echivalentă serie nu trebuie să difere cu mai mult de −20% ÷ +30%, iar rezistența echivalentă serie nu trebuie să depășească 40 Ω la orice frecvență sau temperatură. Delegații R.F.G. au arătat o serie de curbe din care rezultă că la condensatoarele cu capacitate mică (de exemplu, sub 4 000 pF) și la temperaturi joase (de exemplu, sub −25°C), rezistența serie echivalentă poate fi mai mare de 40Ω, sugerîndu-se o valoare minimă de 100 n Fxohmi. Nu s-a acceptat aceasta, menționîndu-se în text că pentru capacități sub 2 000 pF (de altfel ca și pentru tensiuni peste 420 kV) — valoarea rezistenței echivalente serie se stabilește pe baza înțelegerii între producător și cumpărător.

La cererea Finlandei s-a stabilit ca măsurătorile (capacitate sau rezistență) să se facă la temperaturile extreme pentru care este dat condensatorul și la temperatura standard sau prin înțelegere între producător și consumator.

La propunerea Germaniei, valoarea capacității parazite s-a stabilit la maximum 200 pF, față de 100 pF în proiectul precedent și la propunerea Finlandei valoarea conductanței parazite s-a fixat în Siemens (maximum 20 μS) în loc de 1/Ω — cum era în proiect. Măsurătorile se pot face pe bateria de condensatoare, pe o unitate (un condensator) sau pe un model.

Încercările la străpungere (dielectrice) — de tip s-au stabilit a fi cele sub ploaie artificială în curent alternativ — (numai pentru condensatoare utilizate în exterior) și la alegere, fie la descărcare, fie la undă de șoc de tensiune.

Încercarea sub ploaie se face 1 minut, în condițiile publicației 60 a CEI.

La propunerea finlandeză s-a stabilit ca condensatoarele de interior să fie supuse unei încercări la străpungere în curent alternativ în cazul că încercarea de serie se face în curent continuu — obligatoriu pentru o unitate și facultativ pentru bateria întreagă.

Încercarea la descărcare se repetă de două ori la interval de 5 minute (față de 1 minut în proiect), încărcîndu-se condensatorul la o tensiune continuă egală cu valoarea tensiunii de șoc corespunzătoare nivelului de izolație (sau cu o tensiune de șoc de această valoare) și apoi descărcîndu-se printr-un eclator după care se verifică, măsurîndu-se capacitatea fiecărei unități.

Încercarea la undă de șoc de tensiune (în alternativă cu cea la descărcare) se face după Publicația 60 a CEI, limitînd durata frontului la 5 microsecunde.

Se consideră că încercarea la descărcare este mai severă decît cea la unde de șoc de tensiune.

O încercare la stabilitate termică, propusă de Finlanda, n-a fost acceptată de majoritatea delegaților.

Încercarea de ionizare a rămas denumită astfel, deși Comitetul tehnic 42/11 (în documentul Bureau Central) adoptă denumirea mai corectă de încercare la descărcări parțiale, deoarece majoritatea delegaților consideră că termenul de „ionizare" dă o descriere mai corectă fenomenului din condensatoare. Încercarea constă în aplicarea, timp de o secundă, a unei tensiuni ce trebuie convenită cu clientul (dar minimum 75% din tensiunea de încercare la străpungere în curent alternativ), apoi cîte 10 minute tensiune de 45%, apoi 55% din tensiunea de încercare la străpungere în curent alternativ (aceste valori înlocuind 1,2 Un și 1,5 Un propus în textul proiectului discutat). Încercarea trebuie făcută cu o metodă care să detecteze descărcări de 10 pC (față de 50 pC în proiect și 5 pC propus în Anglia). Dacă bateriile de condensatoare au o capacitate prea ridicată și nu se pot încerca concludent cu dispozitivele de măsură ale furnizorului se admite încercarea pe un model.

Determinarea coeficientului de temperatură (numai pentru divizorii capacitivi) s-a admis să se facă numai la un acord între furnizor și cumpărător. Măsurătorile capacității (și informativ a unghiului de pierderi) se fac la intervale de 15°C. Nu s-a fixat o valoare maximă a coeficientului de temperatură, deși Japonia o propune 0,03 pe 1°C de temperatură, valoarea urmînd a se conveni între furnizor și cumpărător.

Încercarea la zgomote parazite se va face după publicația 1 A CISPR.

Nu s-au stabilit reguli privind încercarea de etanșeitate care este în studiu la Comitetul nr. 81 CIGRÉ.

Nivelul de izolație și tensiunile de încercare între borne s-au stabilit astfel pentru tensiuni începînd de la 100 kV, așa după cum se arată în tabela 1.

Tabela 1

Tensiunea cea mai ridicată a rețelei (între faze), kV eff	Nivelul de izolație			
	tensiunea de încercare la frecvență industrială, kV eff		tensiunea de încercare la undă șoc de tensiune, kV (vîrf)	
	izolație plină	izolație redusă	izolație plină	izolație redusă
100	185	150	450	380
123	250	185	550	450
145	275	230	650	550
170	325	275	750	650
245	460	395 360	1 050	900 825
300		510 460		1 175 1 050
360		570 510		1 300 1 175
420		680 630		1 550 1 425
525		740 680		1 550 1 675

Pentru tensiuni sub 100 kV, nivelul de izolație se poate lua din Publicația 71 a CEI.

Alegerea nivelului de izolație pentru aceeași tensiune maximă a rețelei depinde de condițiile de punere la pământ a neutrului rețelei și de nivelul de protecție dat de aparatele de protecție. În lipsa protecției contra supratensiunilor se vor alege valorile superioare ale nivelelor de izolație. În

cazul unei protecţii contra supratensiunilor în imediata vecinătate a condensatoarelor se poate considera că nivelul de izolaţie a condensatoarelor trebuie să fie egal cu 1,2 ori nivelul de protecţie a descărcătorului şi cu 1,25 ori tensiunea de amorsare la şoc 50% a eclatorului.

Lungimea liniilor de fugă a izolatoarelor s-a recomandat să fie de 1,6 cm pe kV de tensiune maximă a reţelei în zonele curate şi de 2,5 kV în zonele poluate.

Ca solicitări mecanice, condensatoarele trebuie să suporte eforturile datorite unui vînt de 150 km/h.

După discuţiile din Comitetul tehnic s-a aprobat de Comitetul de acţiune al CEI ca documentul redactat conform hotărîrilor luate să fie difuzat Comitetelor naţionale, membre ale CEI, pentru votare după regula celor 6 luni.

Ing. *G. Lazaride*

Şedinţa Comitetului 15 CEI, Varşovia — septembrie 1967

CZ 621.315.61 : 061.3 CEI

Datorită intensei şi multiplei dezvoltări a industriei electrotehnice, studiul materialelor electroizolante devine din ce în ce mai mult elementul central al preocupărilor specialiştilor din acest domeniu.

Realizarea calitativă şi cantitativă a izolanţilor, în acelaşi ritm cu cel al maşinilor şi al aparatajului electrotehnic, condiţionează inevitabil nivelul tehnic al industriei electrotehnice. Această sincronizare este mult uşurată astăzi cînd industria chimică fabrică şi pune la dispoziţie sortimente variate de produse din care industria electrotehnică poate să-şi aleagă materialele de care are nevoie pentru producţie.

Menirea Comitetului 15 CEI este tocmai aceea de a uşura această alegere atît prin elaborarea unor criterii generale de definire a proprietăţilor diferitelor grupe de materiale electroizolante, cît şi pentru găsirea unui limbaj comun în elaborarea metodelor de verificare a acestor proprietăţi.

În agenda programului de lucru al şedinţei de la Varşovia au fost înscrise lucrările Comitetului 15 referitoare atît la clasificarea materialelor electroizolante şi la încadrarea lor în clasele de izolaţii, cît şi ale subcomitetelor 15 A, 15 B şi 15 C, referitoare la încercări de lungă durată şi elaborarea de specificaţii pentru diferite grupe de materiale electroizolante.

În cadrul Comitetului 15, continuînd discuţiile începute în anii precedenţi, problema încadrării materialelor electroizolante în clase de izolaţie a fost şi de data aceasta viu dezbătută.

Cu toate că în unanimitate s-a estimat că publicaţia CEI-85, elaborată în 1954, este de mult depăşită, datorită evoluţiei considerabile a tehnicii, totuşi hotărîrile luate în urma discuţiilor de la Varşovia nu au contribuit la accelerarea unei rezolvări radicale a acestei probleme.

Pentru moment s-a adoptat o soluţie de tranziţie, care prevede ca într-o primă etapă, clasificarea materialelor electroizolante să se facă pe baza indicilor de temperatură, urmată în viitor de o lucrare care să cuprindă recomandări şi studii asupra electroizolanţilor solizi, lucrare care va fi realizată de un nou subcomitet 15 D.

Problemele din cadrul subcomitetului 15 B, referitoare la încercările de lungă durată asupra materialelor electroizolante, în special cele privind evaluarea rezistenţei materialelor la radiaţii, au dat prilejul unor expuneri de înalt nivel tehnic, depăşind, poate, ca erudiţie şi amploare, cadrul unor şedinţe de normalizare, dovedind o intensă preocupare în acest domeniu.

Discuţiile care au avut loc în cadrul subcomitetului 15 C cu privire la elaborarea de specificaţii pentru diferite grupe de materiale, ca : produse pe bază de mică foiţă şi hîrtie de mică, benzi adezive, ţesături lăcuite, lacuri electroizolante s-au caracterizat printr-o deosebită minuţiozitate în analiza tehnică a fiecărui parametru în parte.

În general, soluţiile adoptate au reflectat imperativul tehnic, rareori fiind influenţate de considerente economice.

Această conferinţă a reprezentat un fructuos schimb de păreri tehnice între cei mai de seamă specialişti din lume, făcînd posibilă o informare imediată asupra tendinţelor şi preocupărilor actuale în acest domeniu.

Trebuie menţionat însă că din contextul general al acestei şedinţe nu s-a desprins totdeauna şi tendinţa unor rezolvări mai rapide şi mai eficace a problemelor supuse discuţiilor, elaborarea documentelor definitive făcîndu-se într-un timp destul de lung riscînd uneori a fi depăşite încă de la apariţia lor.

Participarea României la această conferinţă a confirmat preocuparea mereu crescîndă care există în ţara noastră în acest domeniu, cum şi tendinţa de a alătura industria electrotehnică română celor mai avansate industrii electrotehnice din lume.

Intervenţiile şi propunerile făcute de delegaţia Republicii Socialiste România au fost apreciate şi, în mare parte, însuşite de celelalte delegaţii.

Pentru viitor, pentru a ne putea afirma în continuare ca o ţară cu o industrie electrotehnică în plină dezvoltare, care dispune de numeroase forţe de cercetare menite să sprijine dezvoltarea acestei industrii, este necesar ca activitatea de colaborare la aceste manifestări tehnice să fie îndrumată şi coordonată din timp.

Aşa cum impune procedura acestor şedinţe, punctul de vedere al Comitetelor naţionale, la documentele de secretariat, trebuie transmis în scris la CEI în timp util pentru a putea intra în competiţia generală.

Totodată, pentru o competentă şi activă urmărire a problemelor ce se discută, cum şi a cunoaşterii evoluţiei documentelor în decursul timpului, o condiţie esenţială o constituie menţinerea continuităţii în pregătirea şi participarea la aceste conferinţe.

Îndeplinirea acestor condiţii va face, desigur, posibil ca ţara noastră să aducă o contribuţie sporită în acest domeniu.

Ing. *Maria Ana Mihăescu*

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. PL. ANDRONESCU ; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România ; acad. dr. doc. şt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil ; ing. V. BUNEA ; ing. V. CIOFU ; prof. dr. doc. şt. tehn. V. CORLĂŢEANU ; ing. ŞT. GROSU ; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct ; conf. ing. G. LAZARIDE ; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. M. OPASCHI ; ing. A. POPA ; prof. ing. CRISTIANA POPESCU ; ing. VL. POPOVICI ; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. RĂDULEŢ ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon : redactor şef : 14.63.86 ; secretar general de redacţie : 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon : 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi : lei 100 anual ; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri : lei 30 anual. Costul unui exemplar : lei 5. Tiparul : Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 6144.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621. 312- 001/2

Абрамеску А.: **К вопросу о новых концепциях в электротехнической промышленности.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, январь 1968, стр. 1–2

ДК 621.3.017.001.24

Галан, Н.: **Расчет можности передаваемой цилиноричеким телам с индукционным нагревом.**

Electrotehnica **16**, № I, январь 1968, стр. 3–9

После того, как были найдены решения слектромагнитного поля при помощи известного метода разделения переменных, была установлена мощность, передаваемая цилиндрической детали, подвергнутой индукционному нагреву. Выражение переданной пощности приобретает довольно простую форму для некоторых случаев, встречаемых более часто в практике.

ДК 621.313.32.042.13.145.56

Дрэгэнеску, О.: **Синхронные машины с массивными полярными деталями и поперечной клеткой.**

Electrotehnica **16**, № I, январь 1968, стр. 9–16

В работе предлагается метод улучшения характеристики пуска синхронной машины с кажущимися массивными полюсами путем установления на роторе пусковой обмотки с преобладающим поперечным сффектом. Расчеты и экспериментальные испытания показали, что такое улучшение возможно.

Указывается конструкция, которую можно применить с тем учетом, чтобы данное осуществление соответствовало с технологической точки зрения.

ДК 621.3.

Ене, М.: **Разработка некотовых правил для применения методо в определительных величин в электротехнике.**

Electrotehnica **16**, №. I, январь 1968, стр. 17–28

В работе дается подробное описание в матричном виде, метода определительных величин. Уточняются (это является оригинальным вкладом) правила для выбора определительных величин и для непосредственной записи уравнений в методы определительных токов и в методы определительных напряжений. Приводятся правила упорядочения уравнений и неизвестных, таким образиом, чтобы матрица системы уравнений приобрела особую форму, с выступающей в ней трехугольной подматрицей.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.365.51.016.313

Алексе, К.: **Симметризация токов в индукционных печах на промышленной частоте.**

Electrotehnica **16**, №. I, янпарь 1968, стр. 29–32

Показывается способ симметризации токов, абсорбированных от трехфазной сети в случае высокоиндукционных однофазных печей и приводятся фазы вычисления для элементов симметризации. Устанавливается также экономия потери мощности в сети путем симмеризации.

ДИСКУССИИ

Eletrotehnica **16**. №. *I*, январь 1968, стр. 32–33

РЕЦЕНЗИИ 33–35

ДОКЛАД 35–38

ХРОНИКА 38–40

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.312.001/2

Avramescu, A.: **Zu neuen grundsätzen in der elektrotechnischen Fertigung.**

Electrotehnica **16**, nr. 1, Jan 1968, p. 1–2

DK 621.3.017.71.001 24

Galan, N.: **Die Berechnung der Leistung die den durch Induktion erwärmten zylindrischen Körpern übertragen wird.**

Electrotehnica **16**, H. 1, Jan 1968, S. 3–9

Nachdem man die Bestimmung des elektromagnetischen Feldes durch die bekannte Methode der Variablentrennung fand, wurde die Leistung festgestellt, die dem zylindrischen Körper bei dessen Erwärmung durch Induktion übertragen wird. Der Ausdruck der übertragenen Leistrung erhält in einigen in der Praxis öfter vorkommenden Fällen eine verhältnismässig einfache Form.

DK 621.313.32.042.13.045.45

Drăgănescu, O.: **Synchronmachinen mit massiven Polteilen und Querkäfig.**

Electrotehnica **16**, H. 1, Jan 1968, S. 9–16

Vorgeschlagen wird eine Methode zur Besserung der Anlaufcharakteristik bei Synchronmaschinen mit massiven ausgeprägten Polen durch das Anbringen einer Anlaufwicklung mit einem vorwiegend transwersalen Effekt auf dem Läufer, Die Berechnungen und die Probeversuche zeigen dass man eine solche Besserung erreichen kann. Man gibt die anzuwendende Konstruktion an um eine technologisch wirtschaftliche Ausführung zu erhalten.

DK 621.616.1.011.1

Ene, M.: **Ausarbeitung einiger Regeln bzgl. Anwendung der Methode der Determinantengrössen in der Elektrotechnik.**

Electrotehnica **16**, H. 1, Jan 1968, S. 17–28

Es wird ausführlich im Matrizialform die Methode der Determinantengrössen gezeigt. Besonders eingegangen (persönlichen Beitrag) wird auf die Regeln zur Wahl der Determinantengrössen und auf die direkte Niederschreibung der Gleichungen bei der Methode der determinanten Ströme und derjenigen der determinanten Spannungen. Angegeben werden die Regeln zum Ordnung der Gleichungen und der Unbekannten, derart dass die Matrize des Gleichungssystems eine besondere From erhält, wobei eine dreieckige Untermatrize mit eine Rolle spielt.

Für den jungen Ingenieur

DK 621.365.51.016.313

Alexe, C.: **Die Symetriesierung der Ströme bei Induktionsöfen industrieller Frequenz.**

Electrotehnica **16**, H. 1, Jan 1968, S. 29–32

Gezeigt wird die Symetriesierungsart der aus dem Dreiphasenntez entnommenen Ströme bei grossen einphasigen Induktionsöfen, worauf dann die Berechnungsphasen für die Symetriesierungselemente angegeben werden. Zugleich wird der Leistungsverlust festgestellt, der im Netz durch die Symetriesierung erreicht wird.

Diskussionen

Electrotehnica **16**, H. 1, Jan 1968, S. 32–33

BUCHBESPRÄCHUNGEN 33–35

REFERATE 35–38

CHRONIK 38–40

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE . MOTOARE

CZ 621.313 :621.316.8 – 57

Butkov, A. M. **Despre calculul conductoarelor şi al cablurilor rezistenţelor de pornire ale maşinilor electrice.** În : Prom. Energhetika **22**, nr. 2, feb 1967, p. 42 – 43, 1 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.13 – 57 :621.316.717 :621.316.925.43

Avramov, M. **Factorul de pornire al motorului electric şi curentul de declanşare al releului de curent de protecţie.** În : Energhetika **18**, nr. 2, feb 1967, p. 1 – 4, 4 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.322.013.8 :621.3.078

Ipatenko, M. P. ş.a. **Schema reglării automate a excitaţiei maşinilor sincrone.** În : Elektrotehnika **38**, nr. 2, feb 1967, p. 21 – 24, 7 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.313 – 57 :621.316.7 :621.65

Bodurov, T. şi *Jelev, I.* **Rezultatele cercetării anclanşării directe a motoarelor electrice din staţiile de pompare.** În : Energhetika, nr. 11 – 12, 1966, p. 19 – 24, 4 fig., 3 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.2 :676.492.002.2

Russek, R. M. **Usecarea şi impregnarea cablurilor de putere izolate cu hîrtie.** În : Power apparatus and systems (PAS – 86), nr. 1, ian 1967, p. 34 – 48, 28 fig., 3 tab., 19 ref. bibl.

CZ 621.315.2 :678.7.42 :621.3.015.532

Eager, G.S. şi *Bader, G.* **Detectarea descărcării în cablurile electrice de putere izolate în polietilenă.** În : Power apparatus and systems (PAS – 82), nr. 1, ian 1967, p. 10 – 20, 8 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.315.2.223 :678.742.001.4

Mc Kean, Al. L. ş.a. **Polietilena folosită la construcţia cablurilor de înaltă tensiune.** În : Power apparatus and systems (PAS – 86), nr. 1, ian 1967, p. 1 – 8, 9 fig., 4 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.315.614.6.002.2 :676.492

Dvornik, M. J. **Prelucrarea hîrtiei izolante folosite în industria electrotehnică.** În : Electr. Eng. **44**, nr. 2, feb 1967, p. 19 – 21, 1 fig.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE DE DISTRIBUŢIE. DESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.54.064.4 :621.316.632.4

Ubiiko, A. M. ş.a. **Redresoare semiconductoare de mare putere utilizate la aparatele de comutaţie.** În : Electrotehnika **38**, nr. 2, feb 1967, p. 31 – 33, 6 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.721.025.3 :621.382.233

Manfred, M. **Curenţii şi tensiunea în cazul controlului sarcinilor trifazate prin tiristoare antiparalele.** In : Elektrotech. Z. (ETZ – A) **88**, nr. 10, 12 mai 1967, p. 244 – 249, 13 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.316.91 :621.382.233

Berger, Th. **Măsuri de protecţie împotriva supratensiunilor de comutare a instalaţiilor de tiristoare.** În : Elektrie **21**, nr. 6, iunie 1967, p. 207 – 210, 2 fig., 2 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.933.8

Giebel, E. **Construcţia aparatelor sigure pentru întrebuinţări casnice şi analoge.** În Elektrotech. Z. (ETZ – B) **19**, nr. 10, 19 mai 1967, p. 294 – 298, 4 fig.

CZ 621.316.993.001.2

Riabkova, E. I. şi *Voronina, A. A.* **Influenţa dimensiunilor constructive ale prizei de pămînt asupra rezistenţei ei.** În : Elektr. st. **38**, nr. 3, martie 1967, p. 67 – 72, 8 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.39 :536.53 :621.316.54

Meller, I. **Asupra problemelor de măsurarea temperaturii finale a aparatajului de întrerupere după specificaţiile VDE 0670.** În Elektrotechn. Z. (ETZ – B) **19**, nr. 5, martie 1967, p. 123 – 126, 3 fig., 3 tab.

CZ 621.317.421 :621.318.2

Göddecke, H. **Măsurarea fluxului la magneţii circulari cu magnetizare de sens diametral privilegiat.** În : Electrotech. Z. (ETZ – B) **19**, nr. 5,10 martie 1967, p. 118 – 123, 5 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.317.727.2

Dondusanski, L. K. **Compensatoare automate de curent continuu fără contacte.** În : Priborî i sistemî upravlenia, nr. 2, feb 1967, p. 22 – 25, 11 fig., 15 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.318.5.024. :621.375.3

Vlasov, V. P. ş.a. **Releu de curent continuu cu amplificator magnetic.** În : Priborî i sistemî upravlenia, nr. 3, martie 1967, p. 53 – 54, 3 fig.

CZ 621.318.5 – 181.4

Limann, O. **Soluţii constructive pentru microrelee.** În : Automatik **12**, nr. 4, apr 1967, p. 125 – 132, 20 fig., 2 tab., 2 ref. bibl.

CZ 628. 9 TEHNICA ILUMINATULUI

CZ 628.9

Grindy, J. T. şi *Padeham, C. A.* **Tehnologia modernă a iluminatului.** În : Light. Lighting **60**, nr. 3, martie 1967, p. 85 – 99, 18 fig., 4 ref. bibl.

CZ 628.95 :621.315.21.3

*** **Noi conductoare şi cabluri pentru montarea corpurilor de iluminat.** În : Electr. Times **151**, nr. 11, martie 1967, p. 425.

CZ 628.973.3 – 5 :727.944

Lucke, H. **Instalaţii de comandă pentru reglarea iluminatului scenelor şi al studiourilor de televiziune.** În : Lichttechn. **19**, nr. 3, martie 1967, p. 31 A – 34 A, 6 fig.

CZ 628.977

Scotti, G. **Iluminatul în institutele de cercetări.** In : Lichttechn. **19**, nr. 3, martie 1967, p. 84 – 85, 6 fig.

TEMATICA PE ANUL 1968

1. ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

1.1. Introducerea metodelor noi de calcul în electrotehnică.
1.2. Adoptarea mașinilor de calcul electronice, analogice și cifrice în problemele specifice.
1.3. Elemente logice în electrotehnică.
1.4. Stabilirea structurii. Semiconductoare. Soluții constructive și tehnologice de fabricație a celulelor din Se și Si. Aplicațiile redresoarelor cu semiconductoare în electrotehnică.
1.5. Electrotehnică criogenică.
1.6. Aplicații moderne ale efectului Peltier. Pile termoelectrice.
1.7. Teoria generală a plasmei și domeniile de utilizare în știință și tehnică. Utilizarea plasmei în tehnologie.
1.8. Generarea curentului electric prin sistemul M.H.D.
1.9. Pile termoionice.
1.10 Invenții și inovații în electrotehnică. Descoperiri științifice cu aplicații în electrotehnică.

2. INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

2.1. Asimilarea de serii unitare moderne cu parametrii ridicați în fabricația curentă. Principii de calcul tehnico-economic. Proiectarea și construcția elementelor seriei.
2.2. Îmbunătățirea calității produselor prin proiectări, alegerea și controlul eficace al calității materialelor și al procesului de fabricație. Mărirea duratei de viață.
2.4. Introducerea mecanizării și automatizării în procesele tehnologice ale producției. Linii automate de prelucrat, repere de serie. Produse electrotehnice automatizate.
2.4. Fabricația în mare serie a bunurilor de larg consum electrotehnice.
2.5. Problemele exportului de utilaj electrotehnic. Produse bazate pe invenții și licențe.
2.6. Combaterea coroziunii. Acoperiri de protecție. Ambalaje.

3. MAȘINI ELECTRICE

3.1. Activarea răcirii prin ventilație. Îmbunătățirea răcirii cu apă, cu ulei. Metode de calcul și experimentări pentru evaluarea efectului de răcire.
3.2. Elaborarea unor metode de măsurare, stabilirea de măsuri pentru reducerea vibrațiilor și a zgomotului produs. Propuneri pentru mașinile de pe vehicule și din gospodării.
3.3. Pătrunderea undelor de impuls la mașini. Lămurirea fenomenlor fundamentale, elaborarea de metode și aparate de măsurare. Elaborarea de metode de defectoscopie pe bază de impulsuri și introducerea lor în fabricație.
3.4. Elaborarea, proiectarea, tehnologia și fabricația seriilor unitare de mașini asincrone. Serie de mașini asincrone cu poli comutabili dezvoltată din seria actuală de mașini asincrone normale. Serie unitară de mașini mari asincrone de 100—1 000 kW.
3.5. Mașini electrice speciale. Generatoare de medie frecvență. Mașini de sudură speciale. Mașini cu înfășurări imprimate.
3.6. Generatoare M.H.D. Generatoare ionice.
3.7. Reglajul automat al tensiunii generatoarelor sincrone. Metode și scheme de reglare cu și fără excitatoare.
3.8. Dimensionarea și construcția mașinilor cu porniri și invesiuni frecvente.

4. TRANSFORMATOARE

4.1. Forțarea răcirii transformatoarelor mari, cu aer și cu ulei. Construcția răcitoarelor cu randament mare.
4.2. Stabilitatea transformatoarelor electrice la scurtcircuit.
4.3. Stabilitatea la impulsuri de tensiune. Repartizarea tensiunii de impuls pe înfășurări la diferite conexiuni.
4.4. Coordonarea și reducerea degresivă, progresivă a izolației. Scăderea nivelului de izolație internă.
4.5. Seria unitară de transformatoare cu bobinaj de aluminiu. Principii de dimensionare optimă.
4.6. Transformatoare uscate, antideflagrante, antiexplozive. Metode de proiectare, experimentări pe modele.
4.7. Reglajul sub sarcină a transformatoarelor și autotransformatoarelor. Soluții constructive.
4.8. Comportarea transformatoarelor cu tole texturate.
4.9. Transformatoare de încercare la înaltă tensiune.

5. REDRESOARE

5.1. Redresorul cu siliciu simplu și comandat. Performanțe, fabricare, experimentări, utilizări.
5.2. Redresorul cu carbură de siliciu. Proprietăți.

6. MATERIALE ELECTROTEHNICE

6.1. Aluminiu ca înlocuitor al cuprului în electrotehnică.
6.2. Aliaje rezistive. Posibilitățile de fabricare în țară.
6.3. Cabluri și conductoare izolate. Tehnologie. Proprietăți.
6.4. Izolanți superiori. Mică, micabandă, micofoliu. Materiale plastice noi. Elaborarea, tehnologia, proprietățile și utilizările materialelor epoxidice, poliesterice etc.
6.5. Turnarea în rășini epoxidice a bobinajelor și izolatoarelor.
6.6. Ceramică electrotehnică. Izolatoare-clopot din sticlă călită.
6.7. Stabilitatea utilajelor în condiții de exploatare.
6.8. Proprietățile și tehnologia prelucrării tolei texturate și tolei netexturate moderne.

7. ECHIPAMENTUL REȚELELOR ELECTRICE

7.1. Stații și posturi cu celule prefabricate, comandate automat.
7.2. Normalizarea unui sistem de panouri de joasă tensiune.
7.3. Dezvoltarea de panouri miniaturizate.
7.4. Contactoare moderne. Studii și experimentări privind cinematica și comportarea la solicitări de durată.
7.5. Condensatoare. Soluții constructive noi.
7.6. Întreruptoare de înaltă tensiune. Performanțele camerelor de stingere elementare. Conexiunea și compunerea din elemente. Comparația tipului cu ulei puțin și cu aer comprimat. Comportarea în rețea.
7.7. Serii unitare de siguranțe fuzibile : rapide, ultrarapide și cu întîrziere. Dimensionarea fuzibilului.
7.8. Descărcătoare cu rezistență variabilă cu suflaj magnetic. Teoria și eficacitatea suflajului magnetic.
7.9. Regulatoare de putere de frecvență în sisteme electrice. Studiul teoretic al comportării la transfer. Reglajul tensiunii și curentului cu amplificatoare magnetice.

8. MĂSURĂRI ELECTRICE

8.1. Oscilografe. Descrierea funcționării, aplicații speciale la înregistrarea fenomenelor tranzitorii rapide.
8.2. Sonde Hall pentru măsurarea curenților, puterii etc.
8.3. Aparate numerice de măsură.
8.4. Măsurarea variației cuplului mașinilor asincrone.

9. UTILIZĂRI

9.1. Tracțiunea electrică și Diesel electrică. Sistemul cu frecvență industrială în firul de cale. Scheme electrice.
9.2. Acționări electrice moderne cu comandă automată statică (cu elemente logice de comandă automată).
9.3. Electrochimia. Electroliza industrială. Instalații de alimentare cu curent continuu. Microacumulatoare.
9.4. Aparate electrotermice casnice, construcții moderne și performanțe. Cuptoare electrice, tipuri moderne. Funcționare și reglare automată.
9.5. Iluminatul electric modern cu lămpi fluorescente. Scheme pentru conectarea și gruparea tuburilor.

FCME

FABRICA DE CABLURI SI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

produce următoarele baterii pentru aparate cu tranzistoare:

Tip	Tensiune nominală V	Dimensiuni, mm				Greutate aprox. g	Curent mediu mA	Durata, ore
		Diametru	Înălțime	Lungime	Lățime			
R_6	1,5	14,5	50,5	—	—	15	7,5	65
R_{20}	1,5	34	61,5	—	—	90	25	150
$6F_{22}$	9	48,5	26,5	17,5		40	7,5	25

FCME ȘOSEAUA GĂRII CĂTELU Nr.4, BUCUREȘTI

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

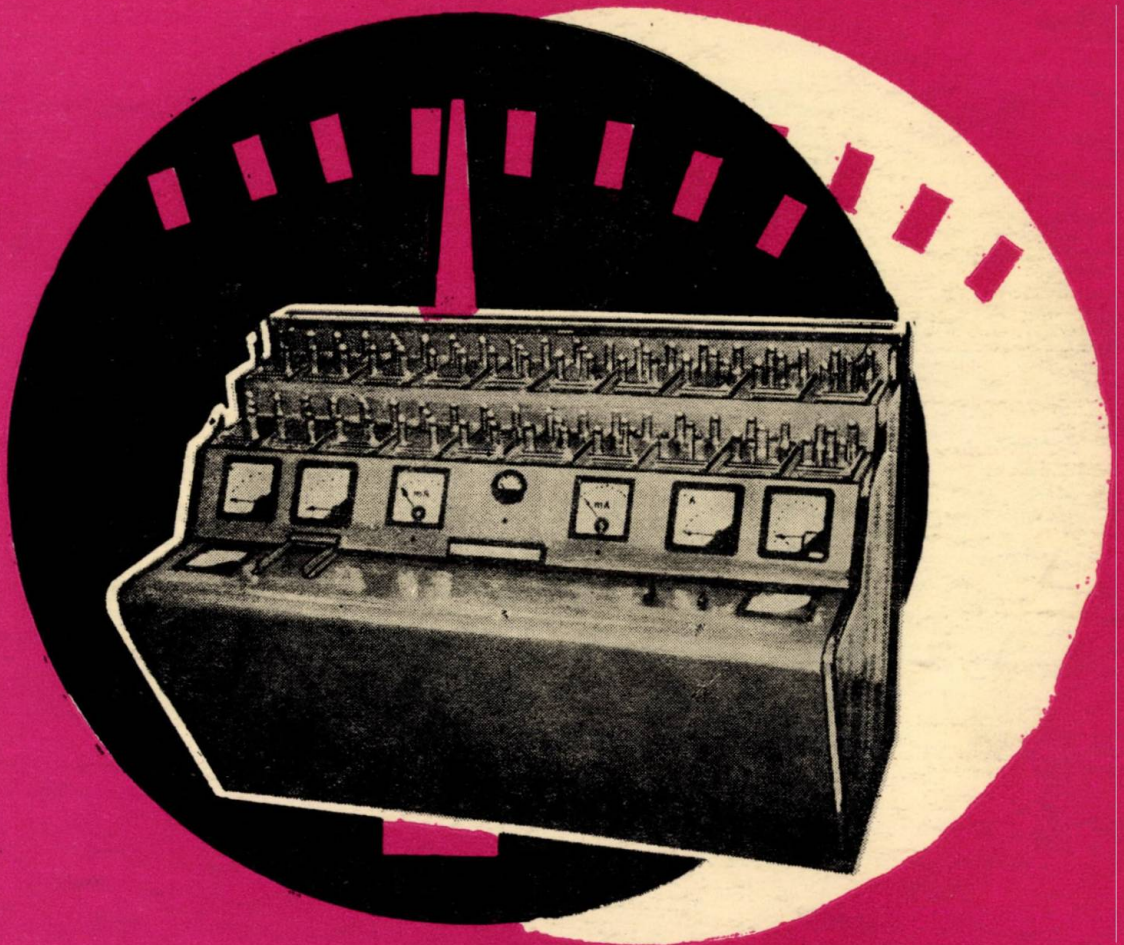
1968 JUN 2..6

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Research and Design Institute for Electrical Engineering

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Electrotechnique



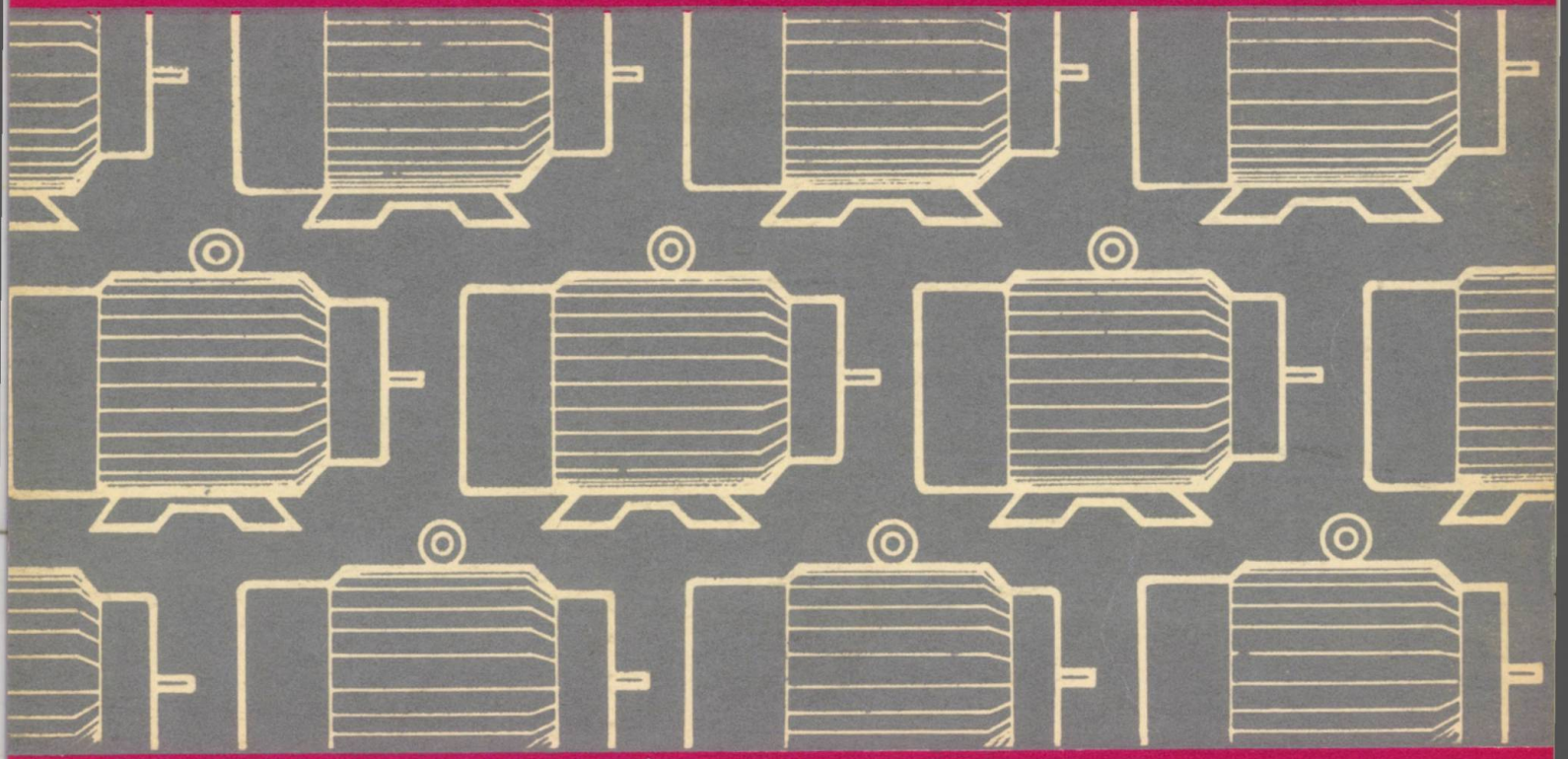
primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

R

REFERATIVA

ELECTROTEHNICA



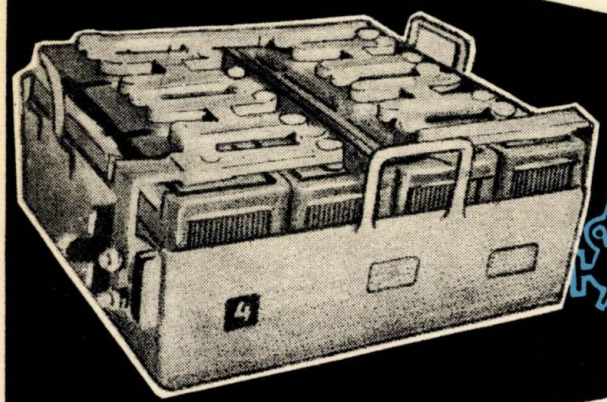
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 16 ● Nr. 2 ● FEBRUARIE 1968

2

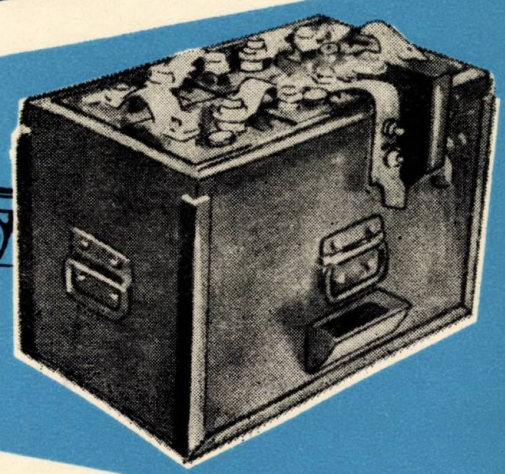
ACUMULATORUL

fabrică următoarele produse:

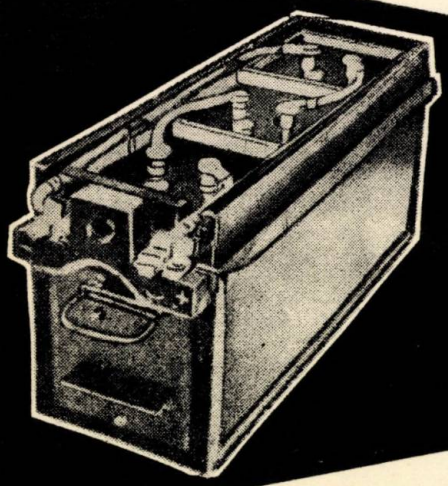
BATERII DE PORNIRE pentru:
- Autoturisme
- Autocamioane
- Tractoare agricole-rutiere
- Autobuze și auxiliare
- Motorete



BATERII DE TRACȚIUNE pentru:
- Locomotive Diesel-Electrice, cu mare capacitate de pornire



BATERII DE TRACȚIUNE pentru:
- Automotoare
- Locomotive de mine
- Locomotive Diesel hidraulice și mecanice
- Electrocare și electrostivuitoare



BATERII STAȚIONARE pentru:
- Centrale electrice
- Centrale telefonice
- Iluminat de siguranță
- Iluminat trenuri
- Semnalizări și laboratoare

BUCUREȘTI, Bd. BIRUINȚEI Nr. 98, Telefon 354100

ELECTROTEHNICA

Anul 16 Nr. 2, pag. 41—80 februarie 1968

CUPRINS

CZ 621.3.015.5 : 621.314.2.048.1

Marinescu, A. şi *Popescu, S.* : **Ciclul de istereză al nivelului de descărcări parţiale — indiciu asupra stării izolaţiei transformatoarelor.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr 1968, p. 41—48

După o descriere succintă a procesului de tratare tehnologică a izolaţiei transformatoarelor şi a procedeului clasic de control prin ridicarea caracteristicii tg $\delta = f(U)$, se studiază un procedeu nou bazat pe ridicarea ciclului de istereză al nivelului de descărcări parţiale. Se indică procedeele de măsurare şi precauţiile de luat pentru a obţine reproductibilitatea rezultatelor.

CZ 621.313.13-181.4.016.22

Natraşevschi, A., Oprendeck, B. şi *Pfeiffer, M.* : **Metode pentru măsurarea puterii utile la micromotoare.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr 1968, p. 48—52

În lucrare se arată importanţa problemei şi metodele recomandate în literatură. Se analizează teoretic şi prin prisma experienţei uzuale dezavantajele acestor metode, rezultînd necorespondenţa lor cu cerinţele practicii industriale.

CZ 621.313.333.1-573

Liveanu, N. : **Determinarea cuplului mediu de pornire la motoarele asincrone cu inele.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr 1968, p. 52—56

Articolul stabileşte metodele analitice pentru determinarea cuplului de pornire mediu, dezvoltat de un motor asincron cu inele pornit cu rezistenţe rotorice. De asemenea, indică posibilitatea de a se calcula rezistenţele rotorice pentru un cuplu mediu de pornire dat. Precizarea mărimii cuplului mediu de pornire este importantă în proiectarea acţionărilor electrice, permiţînd calculul parametrilor cinematici realizaţi de maşina acţionată (acceleraţie, timp de pornire) şi în consecinţă condiţionează, în măsură însemnată, alegerea corectă a motorului electric.

CZ 621.318.33.025.4.001.24

Saal, C. : **Contribuţii la teoria vibratorului eletromagnetic sincron polarizat.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr 1968, p. 56—63

În lucrare se prezintă o teorie simplificată originală a funcţionării vibratoarelor electromagnetice sincrone polarizate. După precizarea ipotezelor de calcul şi stabilirea ecuaţiilor generale de funcţionare, se rezolvă aproximativ sistemul de ecuaţii diferenţiale de funcţionare a vibratorului, format din ecuaţia fluxurilor, a tensiunilor şi ecuaţia de mişcare, pentru amplitudini mici ale mişcării libere a armăturii oscilante. Se determină expresiile componentelor activă şi reactivă ale curentului din înfăşurarea de lucru, în regim permanent.

CZ 621.34.001.2 : 621.9-519

Balaban, E., Irhaşiu, M., Boţan, C şi *Bordea, D.* : **Studiu privind îmbunătăţirea schemei de comandă pentru acţionarea unei maşini-unelte.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr 1968, p. 64—66

În lucrare se analizează, pe baza algebrei logicii, o parte din schema electrică de acţionare a unei maşini-unelte. Pe baza analizei făcute se aduc îmbunătăţiri în funcţionarea schemei şi se stabileşte numărul minim de relee şi contacte necesare. Se indică pe scurt reducerea posibilă a numărului de elemente necesare,aşa cum rezultă din analiza prin metoda indicată a întregii scheme a maşinii-unelte respective.

RECENZII	67—68
REFERATE	68—72
BREVETE	72—64
CRONICĂ	75—80

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.015.5 : 621.314.2.048.1

Маринеску, А. и, *Попеску, С.*: **Цикл гистерезиса уровня частичных разрядов — показатель состояния изоляции трансформаторов.**
Electrotehnica **16**, № 2, февр. 1968, стр. 41–48

После краткого описания процесса технологической обработки изоляции и классического способа осмотра путем снятия характеристики tg. $\delta = f(U)$, было приступлено к изучению нового способа, основанного на снятии цикла гистерезиса уровня частичных разрядов. Указаны затем способы измерения и по принятию необходимых мер предосторожности для воспроизведения результатов.

ДК 621.3.313.13-181.4.016.22

Натрашевски, А,. Опрендек, Б. и *Фейфер,; М.*: **Метод измерения полезной мощности микродвигателей.**
Electrotehnica **16**, № 2, февр. 1968, стр. 48–52

В работе подчеркивается значение проблемы и указаны методы, рекомендуемые в литературе. Анализируются теоретически и экспериментально недостатки этих методов и показано их несоответствие с практическими требованиями промышленности. Описывается оригинальный вклад, свойства которого рекомендуют его как для лабораторий, так и для площадок промышленных испытаний, причем он был проверен экспериментально, а также и в течение длительного периода использования.

ДК 621.313.333.1-573

Ливяну, Н.: **Определение среднего пускового момента у асинхронных двигателей с контактными кольцами.**
Electrotehnica **16**, № 2, февр. 1968, стр. 52–56

В статье приведены аналитические методы для определения среднего пускового момента, развиваемого асинхронным двигателем с контактными кольцами и с запуском с роторными сопротивлениями. Указана также возможность расчета роторных сопротивлений для среднего пускового момента. Уточнение величины среднего пускового момента необходимо при проектировании электропривода, так как позволяет произвести расчет кинематических параметров, реализированных ведомой машиной (ускорение, время запуска) и в основном обуславливает в значительной мере правительнсть выбора электродвигателя.

DK 621.318.33.025.4.001.2

Саал, К.: **К вопросу о теории электромагнитного синхронного поляризованного вибратора.**
Electrotehnica **16**, № 2, февр. 1968, стр. 56–63

В статье описывается оригинальная упрощенная теория работы электромагнитного синхронного поляризованного вибратора. После уточнения расчетных гипотез и определения общих уравнений работы, решается приблизительно система дифференциальных уравнений работы вибратора, сформированная с уравнением потока, напряжений и уравнением движения для малых амплитуд свободного движения колебательной арматуры. Определяются затем выражения активных и реактивных составляющих тока на рабочих обмотках в постоянном режиме.

DK 621.34.001.2 : 621.9-519

Балабан, Е., Ирхашиу, М., Боцан, К. и *Бордя, Д.*: **Изучение по улучшению схемы управления привода станка.**
Eletrotehnica **16**, № 2, февр. 1968, стр. 64–66

В работе анализируется на основе логической алгебры, часть электрической схемы привода станка. На основе проведенного анализа в работе схемы достигнуты улучшения и установлено минимальное количество реле и необходимых контактов. Указано также, вкратце, возможное улучшение количества необходимых элементов, как следует из проведенного анализа схемы в целом соответствующего станка посредством вышеуказанного метода.

РЕЦЕНЗИИ 62–68
ДОКЛАДЫ 68–72
ПАТЕНТЫ 72–74
ХРОНИКА 75–80

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.015.5 : 621.314.2.048.1

Marinescu, A. und *Popescu, S.* : **Hysteresisverlauf des Niveaus bei Teilentladungen. Angabe über den Isolationsbefund der Transformatoren.**

Electrotechnica **16**, H. 2, Febr. 1968, S. 41–48

Nach einer kurzen Beschreibung des technologischen Behandlungsprozesses der Transformatorenisolation und des klassischen Kontrollverfahrens durch Aufzeichnung der Charakteristik $\operatorname{tg}\delta = f(U)$, wird ein neues Verfahren behandelt, begründet auf die Aufzeichnung des Hysteresisverlaufs des Niveaus von Teilentladungen. Angegeben werden die Messverfahren und die Vorsichtsmassnahmen zwecks Erhaltung von reproduzierbaren Resultaten.

DK 621.313.13-181.4.016.22

Natraşevschi, A., Oprendeck, B. und *Pfeiffer, M.* : **Methoden zur Messung der Nutzleistung bei Mikromotoren.**

Electrotehnica **16**, H. 2, Febr. 1968, S. 48–52

Man zeigt die Wichtigkeit dieser Aufgabe und die in der Literatur empfohlenen Methoden. Dann werden sowohl theoretisch als auch vom Standpunkt der üblichen Erfahrung die Nachteile dieser Methoden untersucht, woraus deren Nichtübereinstimmung mit den Erfordernissen der Industriepraxis hervorgeht.

DK 621.313.333.1-573

Liveanu, N. : **Die Bestimmung des mittleren Anlaufmomentes bei Asinchronmotoren mit Schleifringen.**

Electrotehnica **16**, H. 2, Febr. 1968, S. 52–56

Der Aufsatz stellt die analytischen Methoden fest zur Bestimmung des mittleren Anlaufmomentes, welches ein Asynchronmotor mit Schleifringen und mit Anlauf durch Rotorwiderstände entwickelt. Ferner wird die Möglichkeit zur Berechnung der Rotorwiderstände für ein bestimmtes mittleres Anlaufmoment angegeben. Die Angabe der Grösse des mittleren Anlaufmomentes ist beim Entwurf der elektrischen Antriebe wichtig, weil sie die Berechnung der mit der angetriebenen Maschine erreichten kinematischen Parameter (Beschleunigung, Anlaufszeit) ermöglicht und dadurch in einem hohen Grad die Wahl des richtigen Elektromotors bestimmt.

DK 621.318.33.025.4.061.24

Saal, C. : **Beiträge zur Theorie des sinchronen polarisierten elektromagnetischen Vibrators.**

Electrotehnica **16**, H. 2, Febr. 1968, S. 56–63

Die Arbeit bringt die vereinfachte eigenartige Theorie der Arbeitsweise von elektromagnetischen sinchronen polarisierten Vibratoren. Nach Feststellung der Berechnungshypotesen und nach Aufstellung der allgemeinen Betriebsgleichungen wird mit Annäherung das System der Differentialgleichungen für die Arbeitsweisung des Vibrators gelöst. Das System besteht aud den Gleichungen des Flusses, der Spannungen und aus der Gleichung für die Bewegung bei kleinen Amplituden der freien Bewegung schwingender Armaturen.

Bestimmt werden die Ausdrücke der Arbeits - und der Blindkomponenten des Stromes aus der Betriebswicklung im Dauerbetrieb.

DK 621.34.001.2 : 621.9-519

Balaban, E., Irhaşiu, M., Boţan, C. und *Bordea, D.* : **Forschung bzgl. Verbesserung des Steuerungsschemas zum Antrieb einer Werkzeugmaschine.**

Electrotehnica **16**, H. 2, Febr. 1968, S. 63–66

Auf Grund der logischen Algebra untersucht man in der Arbeit, einen Teil des elektrischen Steuerungsschemas einer Werkzeugmaschine. Mit Hilfe dieser Untersuchung bringt man dem betreffenden Schema Verbesserungen und stellt die Mindestanzahl der benötigten Relais und Kontakte fest. Es wird kurz die mögliche Reduzierung der Anzahl von nötigen Elementen angegeben, so wie aus der durch die angegebene Methode vorgenommene Überprüfung des ganzen Schemas der betreffenden Werkzeugmaschine hervorgeht.

BUCHBESPRECHUNGEN 67–68
REFERATE 68–72
PATENTENSCHAU 72–74
HRONIK 75–80

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313 : 621.314.2 : 621.317.333.6

Burnasev, A. A. ş.a. **Incercarea izolaţiei maşinilor electrice, transformatoarelor şi potenţiometrilor.** In : Elektrotehnika **38**, nr. 3, martie 1967, p. 47—50, 6 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.13 : 621.314.2.045.002.2.66.047

Kasin, I. G. **Utilizarea automaticii pentru usecarea înfăşurărilor maşinilor electrice şi a transformatoarelor.** În : Energhetik **15**, nr. 3, martie 1967, p. 17, 1 fig.

CZ 621.313.33.012 : 621.317.351

Certok, B. M. ş.a. **Oscilografierea caracteristicilor mecanice statice ale maşinilor asincrone.** In : Elektrotehnika **38**, nr. 3, martie 1967, p. 52—53, 5, fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.001.57 : 681.33

Ghildebrand, A. D. ş.a. **Alegerea schemei modelului electronic al motorului asincron cu viteza variabilă de rotaţie.** In : Izv. VUZ. Elektromechanika **10**, nr. 2, febr 1967, p. 131—137, 3 fig., 1 tab., 10 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.1.004.4

Mihailov, H. **Schemă electronică de protecţie a transformatoarelor.** In : Energetika **38**, nr. 3, martie 1967, nr. 3, p. 11—14, 4 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.314.212-713.1/2

Kucereavti, O. A. **Răcirea cu ulei şi apă a transformatoarelor bloc.** In : Elektr. st. **38**, nr. 3, martie 1967, p. 89—90, 3 fig.

CZ 621.314.5 : 621.382.233.001.1

Ettinger, E. I. şi *Bernstein, I. I.* **Curenţi de egalizare în redresoarele cu tiristoare.** In : Elektrotehnika **38**, nr. 3, martie 1967, p. 5—6, 3 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.314.6 : 621.382.2 : 621.3.013

Poşenţev. I. D. ş.a. **Particularităţile funcţionării redresoarelor cu semiconductoare legate în serie, în regimuri de impuls.** In : Izv. VUZ. Energhetika **10**, nr. 2, febr 1967, p. 35—39, 3 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.314.632 : 546.28 : 621.33

Ambrozy, I. **Insemnătatea redresorului cu siliciu în traeţiunea electrică pe căile ferate.** In : Elektrotechnika **60**, nr. 3, martie 1967, p. 85—87, 6 ref. bibl.

CZ 621.314.6.062.1

Reiche, W. G. **Regimul paralel a grupelor de redresoare la curenţi tari.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 19, sept 1967, p. 469—473, 4 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.1.017.8 : 621.372.21.017.8

Plaper, M. **Randamentul transmisiei puterii naturale.** In : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 20, 29 sept 1967, p. 503—507, 3 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.315.615.2

Potthoff, K. **Identificarea uleiurilor izolante.** In : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 19, 15 sept 1967, p. 473—474, 3 fig., 1 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.61 : 621.389

Loss, F. **Răşini epoxidice turnate, utilizate în industria electrotehnică.** In : Elektron. Rdsch. **21**, nr. 5, mai 1967, p. 123—126, 6 fig., 4 tab.

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 2 București, februarie 1968

Ciclul de istereză al nivelului de descărcări parțiale — indiciu asupra stării izolației transformatoarelor

Andrei Marinescu și Silvia Popescu * — Craiova

CZ 621.3.015.5 : 621.314.2.048.1

1. Introducere

În ultimii ani, atît sesiunile CIGRÉ, cît și revistele electrotehnice de largă circulație mondială au consacrat problemei descărcărilor parțiale în izolația echipamentului electric un spațiu important. Preocupările din țară sînt, de asemenea, reflectate în literatura de specialitate [1], [2], [3].

În laboratorul uzinei „Electroputere" —Craiova, principalul producător de echipament electric de înaltă tensiune, s-au început experimentările și s-au pus la punct schemele de măsurare a descărcărilor parțiale încă din anul 1964.

În domeniul descărcărilor parțiale există două moduri de abordare a problemelor:

— studiul efectuat pe configurații simple de electrozi, care are ca scop principal obținerea unor indicații concrete asupra rezistenței la acțiunea descărcărilor parțiale în anumite condiții de presiune, umiditate și temperatură (durata de viață a schemei de izolație);

— studiul efectuat pe construcții izolante complexe (transformatoare de putere și măsură) în scopul localizării surselor de descărcări parțiale, pe de o parte, iar pe de altă parte, în scopul obținerii unor criterii de apreciere, fie a tratării inițiale, fie a variației în timp a stării izolației.

Autorii au abordat acest ultim aspect întrucît prezintă aplicabilitate imediată atît în fabrica constructoare, ca metodă de control al respectării procesului tehnologic de tratare a izolației, cît și în exploatare, ca metodă de control profilactic.

2. Probleme generale privind tratarea izolației transformatoarelor

2.1. *Uscarea izolației*

Umiditatea conținută în hîrtia izolată în stare obișnuită reprezintă circa 6—10% din greutatea ei [4].

La acest conținut de umiditate, hîrtia are caracteristici izolante foarte proaste, ilustrate în figura 1 [5].

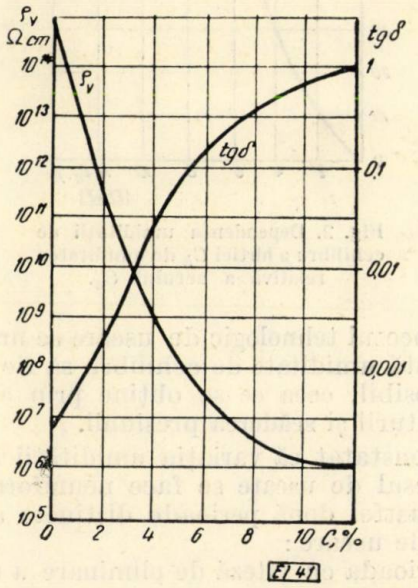


Fig. 1. Dependența rezistivității de volum ρ_v și a tangentei unghiului de pierderi dielectrice tg δ, de conținutul de umiditate pentru izolația de hîrtie.

În procesul de uscare la suprafața izolației se îndepărtează în unitatea de timp o cantitate de umezeală:

$$i = B(p_s - p_0)\ S, \qquad (1)$$

unde:

B este coeficientul de eliminare a umidității datorită uscării, exprimat în kg/m²h mm col. Hg, invers proporțional cu presiunea mediului ambiant;

p_s — presiunea vaporilor la suprafața izolației;

p_0 — presiunea parțială a vaporilor în mediul înconjurător;

S — suprafața prin care se elimină umezeala.

Se observă că pentru $p_s = p_0$, evacuarea umidității prin suprafața izolației încetează.

* *A. Marinescu* și *S. Popescu* sînt ingineri la laboratorul de înaltă tensiune al uzinei „Electroputere" — Craiova.

Umiditatea materialului corespunzătoare acestei stări de echilibru se numeşte umiditate de echilibru.

În figura 2 se arată legătura dintre umiditatea relativă a aerului din mediul ambiant C_a şi umiditatea de echilibru corespunzătoare a izolaţiei C_h la temperatură constantă, ilustrată în izoterma de desorbţie.

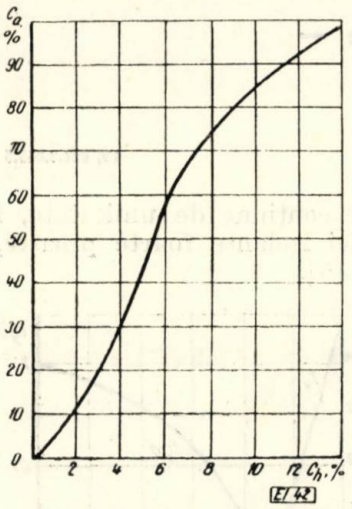


Fig. 2. Dependenţa umidităţii de echilibru a hîrtiei C_h de umiditatea relativă a aerului C_a.

În procesul tehnologic de uscare se urmăreşte ca această umiditate de echilibru să fie cît mai mică posibil, ceea ce se obţine prin creşterea temperaturii şi scăderea presiunii.

S-a constatat că variaţia umidităţii izolaţiei în procesul de uscare se face neuniform, delimitînd astfel două perioade distincte ale procesului de uscare :

— perioada cu viteză de eliminare a umdităţii constantă ;

— perioada cu viteză de eliminare a umidităţii descrescătoare.

Cea mai mare parte a umidităţii se elimină în prima perioadă a procesului.

Încălzirea izolaţiei se poate executa în mod obişnuit prin două procedee :

— încălzire exterioară datorită căldurii transmise suprafeţei de către mediul care o înconjoară ;

— încălzire interioară care se obţine prin trecerea unui curent electric prin una din înfăşurările transformatorului.

Uneori se utilizează încălzirea combinată : interioară şi exterioară. Figura 3 demonstrează avantajul încălzirii combinate faţă de încălzirea exterioară în cazul unui transformator pentru clasa de izolaţie 110 kV.

Încălzirea combinată permite scurtarea ciclului de uscare de circa cinci ori, însă în practică se utilizează destul de rar şi mai ales la transformatoare de măsură de tensiune.

Tot în scopul acceleărării procesului de uscare, în cazul încălzirii exterioare, se practică întreruperea periodică a sursei de căldură pentru un anumit timp, cu scopul de a micşora temperatura suprafeţelor exterioare ale izolaţiei în raport cu regiunile interioare.

Astfel, datorită corespondenţei direcţiilor gradientului de temperatură şi umezeală, sensul conductibilităţii termice a umezelii va coincide periodic cu sensul conductibilităţii propriu-zise a umezelii, iar umezeala se va deplasa intens din regiunile interne către suprafaţă.

În privinţa alegerii parametrilor optimi pentru procesul de uscare a hîrtiei se fac următoarele precizări :

— creşterea temperaturii este limitată de stabilitatea termică a hîrtiei (apariţia proceselor pirolitice sau hidrolitice care produc descompunerea hîrtiei).

Temperatura maximă atinsă la uscarea izolaţiei transformatoarelor la uzina „Electroputere" este de 105°C — sub limita superioară indicată în literatură (140°C) [6] ;

— influenţa scăderii presiunii reziduale (gradul de vacuum) este ilustrată în figura 4, pentru hîrtia de condensator.

Din acest caracter logaritmic rezultă necesitatea unui vacuum foarte pronunţat, şi anume valorile indicate pentru presiunea reziduală la

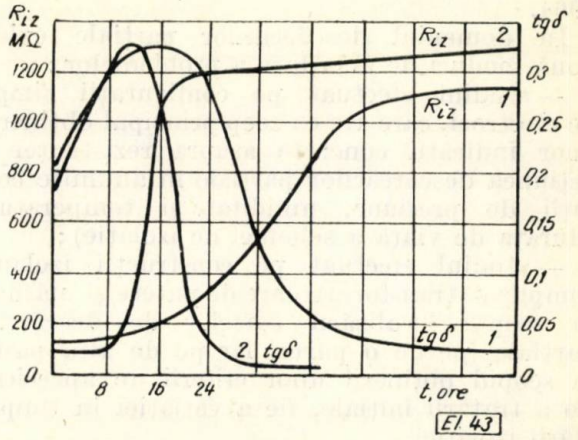


Fig. 3. Variaţia tangentei unghiului de pierderi dielectrice tg δ şi a rezistenţei de izolaţie R_{iz} în procesul de uscare al unui transformator pentru clasa de izolaţie 110 kV :

1 — încălzire exterioară (în autoclavă) ; *2* — încălzire combinată.

uscarea finală a izolaţiei sînt cuprinse între 10^{-3} şi 10^{-4} mm col. Hg.

Totuşi, scăderea presiunii la uscarea în vid cu încălzire exterioară duce la înrăutăţirea condiţiilor de transmisie a căldurii de la sursă la izolaţia care se usucă (încetarea încălzirii şi uneori chiar o răcire datorită formării intensive de vapori la presiuni mici).

De aceea, în practică, se foloseşte un regim de vacuum întrerupt (la intervale de timp se ridică presiunea pînă la cea atmosferică).

Se mai poate utiliza un regim de rarefiere treptată, pe măsura uscării, ceea ce ușurează sarcina instalației de vid.

Pe baza considerațiilor teoretice expuse, la uzina „Electroputere" s-a elaborat următorul regim de uscare a izolației transformatoarelor sub vid, cu încălzire exterioară:

— la transformatoare cu tensiune pînă la 35 kV, uscarea se face în autoclave verticale

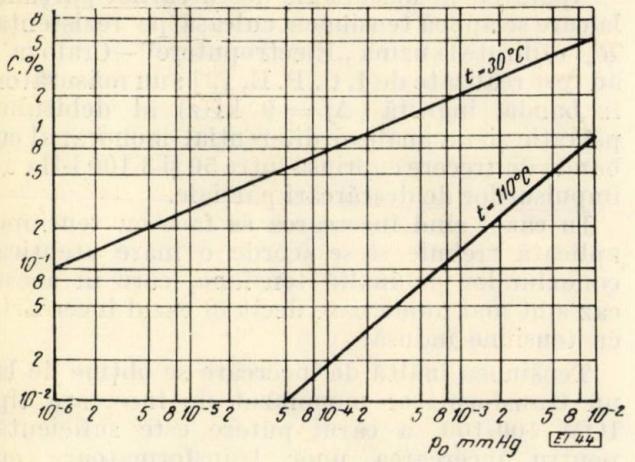


Fig. 4. Dependența umidității reziduale a hîrtiei C%, funcție de presiunea reziduală p_0 în procesul de uscare.

prin ventilație cu aer cald la 101÷105°C, timp de 36 ore, urmată de un vacuum de ordinul 10^{-1} mm col. Hg, timp de 24 ore.

— pentru tensiuni mai mari, clasele 110 și 220 kV, regimul de uscare este, în principiu, același diferind doar durata regimului de uscare și frecvența ciclurilor de ventilație și de vacuum. Umplerea cu ulei se face în acest caz numai sub vid.

2.2. *Impregnarea izolației*

Această problemă, în momentul de față este destul de bine lămurită [5], [6], [7], [8], [9]. Prin impregnare cu ulei crește rigiditatea dielectrică a hîrtiei datorită umplerii golurilor (incluziunilor) inerente, cu material cu constantă dielectrică mai mare decît a aerului. Durata impregnării este determinată, în principal, de următorii factori: densitatea hîrtiei, viscozitatea uleiului, presiunea sub care se face impregnarea și, bineînțeles, complexitatea construcției izolante și clasa de izolație a transformatorului.

Regimul de impregnare este determinant pentru calitatea izolației și durata ei de viață. Dacă impregnarea se face sub vid în afară de mărirea rigidității dielectrice se micșorează pierderile dielectrice (tg δ), iar pragul de apariție a descărcărilor parțiale se obține la o tensiune mai mare.

De remarcat că este strict necesară corelarea gradului de uscare a izolației de hîrtie cu gradul de uscare și degazare a uleiului pentru ca ansamblul hîrtie-ulei să aibă înalte caracteristici izolante. Practic, uscarea izolației de hîrtie și a uleiului de impregnare se face la același grad de vacuum.

Din punctul de vedere al realizării impregnării, aceasta se poate face fie în autoclava de uscare obișnuită, fie direct în cuva transformatorului.

La uzina „Electroputere" — Craiova, umplerea cu ulei a transformatoarelor pentru clase de izolație pînă la 35 kV inclusiv se face la presiunea atmosferică. Pentru a favoriza impregnare după umplere, transformatoarele sînt menținute cinci ore la o presiune de circa 10 mm col. Hg.

La transformatoarele mari pentru clasa de izolație 110 kV și mai mult umplerea și impregnarea cu ulei se fac în vid; transformatorul încuvat cu capacul montat, dar fără conservator și izolatoare, este introdus în autoclavă unde este mai întîi încălzit indirect la circa 50 — 60°C. Apoi se face o depresiune cît mai puternică, practic, 10 ÷ 40 mm col. Hg (limitată de posibilitatea pompelor de vid) și se face umplerea cu ulei pe la partea inferioară.

3. Metode de control al procesului de tratare a izolației

În mod obișnuit, controlul procesului de tratare a izolației transformatoarelor atît în fabrica constructoare, cît și în exploatare, se face prin măsurarea tg δ [3]. În exploatare, umezirea izolației este sesizată prin creșterea valorii tg δ măsurată la aceeași tensiune și recalculată pentru aceeași temperatură, ca la măsurarea de recepție din uzină.

Starea izolației este foarte bine pusă în evidență prin ridicarea caracteristicii tg $\delta = f(U)$, în care U este tensiunea aplicată sau indusă în transformatorul de încercat. La măsurările făcute pe transformatoare bine uscate și impregnate se obține o caracteristică ca în figura 5, curba *1*, cu o desfășurare destul de uniformă și la care „pragul de ionizare" începe să se facă simțit abia peste tensiunea nominală. În cazul unei izolații umezite, cu impurități și incluziuni gazoase numeroase, caracterul de variație se schimbă radical (fig. 5, curba *2*), tg δ crescînd vertiginos; se poate ajunge la străpungerea izolației chiar sub tensiunea nominală. De remarcat că dacă s-ar fi executat măsurări la tensiune redusă (față de valoarea nominală) nu s-ar fi sesizat diferențe în starea izolației, valorile tg δ fiind, în ambele cazuri, comparabile.

În cazurile în care procesul de impregnare nu este condus corect și schemele de izolație sînt astfel încît nu pot asigura o totală umplere cu ulei a golurilor de aer din materialele izolante

utilizate sau duc la solicitări dielectrice locale intense, care pot provoca străpungeri ale peliculei de ulei, şi deci la formarea de gaze în structura izolaţiei, apar în transformatoare incluziuni gazoase care conduc la apariţia fenomenelor de descărcări parţiale. Măsurarea ni-

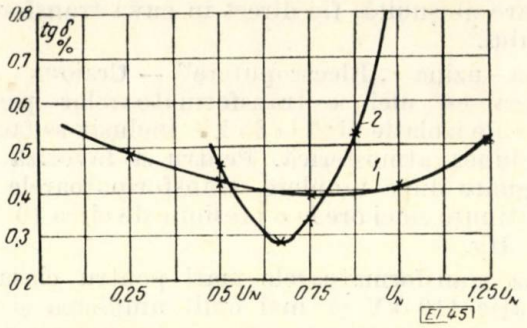


Fig. 5. Variaţia tg δ funcţie de tensiune la transformatoare în ulei:
curba *1* – izolaţie în bună stare; curba *2* – izolaţie degradată.

velului de descărcări parţiale în transformatoare devine pentru cazurile amintite metoda cea mai indicată pentru a aprecia calitatea izolaţiei transformatoarelor. Deoarece nivelul de descărcări parţiale depinde implicit de rigiditatea dielectrică a uleiului, care este mult influenţată de conţinutul său de umiditate, măsurarea acestuia va da indicaţii preţioase şi în ceea ce priveşte corectitudinea procesului de uscare a transformatoarelor.

4. Schema de măsurare şi aparatura utilizată

La uzina „Electroputere" — Craiova, măsurările de descărcări parţiale s-au făcut, în principiu, atît cu tensiune aplicată, cît şi cu tensiune indusă, în special în schema NEMA care este dată în figura 6.

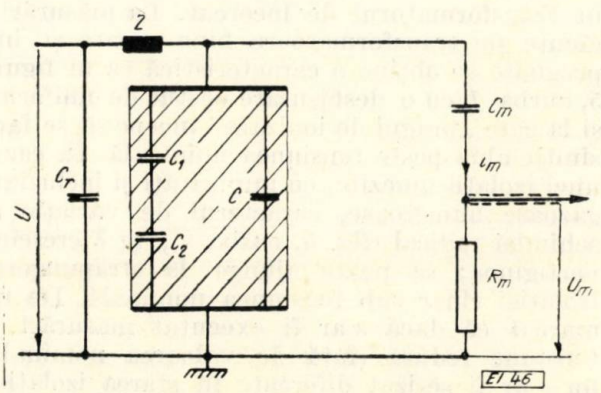


Fig. 6. Schema de principiu a detectării descărcărilor parţiale într-o construcţie izolantă (NEMA):
U – tensiunea aplicată sau indusă (la transformatoare); U_m – tensiunea transmisă dispozitivului de măsurare; C_T – capacitatea parazită a transformatorului de alimentare; C_1, C_2, C – capacităţile caracteristice ale construcţiei izolante; C_m – condensator de măsură (blocaj); R_m – rezistenţa de măsură la bornele căreia apare tensiunea U; Z – impedanţa de blocare sau filtru trece-jos pentru eliminarea perturbaţiilor electromagnetice care provin de la transformatorul de înaltă tensiune sau din reţea (alimentarea cu tensiune indusă).

Toate măsurările s-au făcut pe transformatoare cu tensiune nominală pînă la 35 kV inclusiv, fiindcă pînă la această tensiune a fost posibilă eliminarea fenomenului corona din circuitul de măsură prin mijloace relativ simple.

Condensatorul de blocaj (cuplaj) C_m de circa 1 100 pF s-a putut considera, practic, lipsit de descărcări parţiale, tensiunea sa nominală fiind 220 kV.

Aparatele de măsură ale descărcărilor parţiale la care se aplică tensiunea culeasă pe rezistenţa R_m, utilizate la uzina „Electroputere" — Craiova" au fost realizate de I. C. P. E. [2]: un măsurător în bandă îngustă ($\Delta f = 9$ kHz) al debitului pătratic şi un analizor diferenţial monocanal cu banda de trecere cuprinsă între 50 şi 3 100 kHz al impulsurilor de descărcări parţiale.

În cazul cînd încercarea se face cu tensiune aplicată trebuie să se acorde o mare atenţiea conexiunilor de înaltă tensiune, care în acest caz sînt mai numeroase decît în cazul încercării cu tensiune indusă.

Tensiunea înaltă de încercare se obţine de la un transformator monofazat de încercare tip IOM 100/100, a cărui putere este suficientă pentru încercarea unor transformatoare cu capacitatea maximă pînă la 20 nF.

Condiţia esenţială care se impune transformatorului de încercare este absenţa totală a descărcărilor parţiale. Din acest motiv, cu toate că transformatorul este construit pentru 100 kV_{ef} în instalaţia respectivă el este folosit pînă la 70 kV.

Impedanţa de blocaj Z se dimensionează ţinînd seamă de următoarele condiţii:

— căderea de tensiune pentru componentele de înaltă frevenţă să fie maxim posibilă;

— căderea de tensine la frecvenţă industrială se limitează între 500 şi 1 000 V pentru o valoare a curentului de circa 1 A. În acest ultim caz, inductanţa acesteia trebuie să fie cuprinsă între 1,5 şi 3 H.

La uzina „Electroputere" — Craiova s-au făcut mult mai frecvent încercări cu tensiune indusă, în special datorită faptului că măsurările de descărcări parţiale se pot executa în timpul încercării de mers în gol.

În acest caz este necesară utilizarea unui filtru trece-jos pe partea de alimentare a transformatorului de încercat şi a aparatului de măsură a descărcărilor parţiale.

Schema acestui filtru trece-jos este dată în figura 7. Este un filtru LC reglabil monofazat, care permite să se realizeze comod şase variante de filtru trece-jos. Filtrul are pentru aceasta numai cinci borne care pot fi utilizate oricare, fie ca intrări, fie ca ieşiri. Capacitatea poate fi reglată în trepte cu ajurul unui comutator. Inductanţele L_1 şi L_2 au valori egale cuprinse între 0,5 şi 2 mH, iar dimensionarea lor din punct de vedere termic

depinde de circuitul în care se montează filtrul.

Conexiunile de înaltă tensiune s-au realizat cu raze de curbură r de minimum 25 mm, iar distanţa minimă D la un obiect pus la pămînt de circa 500 mm, ceea ce asigură o tensiune de apariţie a fenomenului corona mai mare decît tensiunea maximă de funcţio-

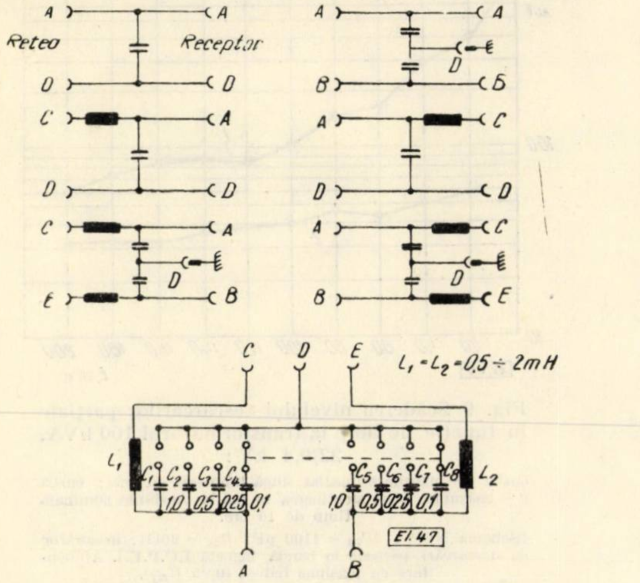


Fig. 7. Filtru trece-jos reglabil pentru alimentarea aparatelor de măsură şi a schemelor de încercare.

nare a instalaţiei. Formula lui Pick indică în acest caz o tensiune de apariţie a fenomenului corona:

$$U_c > E_0\, m_1\, m_2 \cdot r \cdot \ln\frac{D}{r} = 158 \text{ kV},$$

unde $E_0 = 21{,}1 \cdot \delta_1$, kV/mm şi δ_1, m_1 şi m_2 sînt luaţi egali cu unitatea.

Pragul de apariţie a descărcărilor parţiale s-a considerat nivelul de 20 μV dictat de sensibilitatea aparatului de măsurare a debitului pătratic şi de zgomotul de fond al sălii de înaltă tensiune.

5. Rezultatele experimentale

Prima serie de măsurări a avut ca scop să determine dacă transformatoarele din seria unitară „Electroputere", cuprinsă între 100 şi 1 600 kVA, 6÷35 kV au tensiunea de apariţie a descărcărilor parţiale mai mare decît (1,15÷1,3) din tensiunea nominală pe fază (U_{nf}) în condiţii de tratare a izolaţiei corespunzătoare normelor tehnologice.

Tabela 1 rezumă rezultatele acestei încercări.

Se observă că, condiţia pusă mai sus referitor la tensiunea de apariţie a descărcărilor parţiale, în general, recunoscută în literatură este respectată.

Tabela 1

Pragul de apariţie a descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor din seria unitară U.E.P.C. 100 ÷ 1 600 kVA 6 ÷ 35 kV

Transformatorul	Pragul de apariţie a descărcărilor parţiale, în % U_{nf}*			
	faza *A*	faza *B*	faza *C*	media
250 kVA 6/0,4 kV	130	125	127	127,3
250 kVA 15/0,4 kV	118	117	121	118,1
630 kVA 15/0,4 kV	125	118	118,5	120,5
630 kVA 35/0,4 kV	120	115,5	125	120,1
1 000 kVA 6/0,4 kV	128,5	129,5	130	129,3
1 000 kVA 15/0,4 kV	123	128	125	125,3
1 000 kVA 35/0,4 kV	116,5	115,5	115	115,7
1 600 kVA 35/6,3 kV	115	117,5	115	115,8

* Schema NEMA: $C_m = 1100$ pF, $R_m = 60\,\Omega$; alimentare cu tensiune indusă $f = 50$ Hz. Aparat I.C.P.E. pentru determinarea debitului pătratic etalonat în μV. Pragul de apariţie a descărcărilor parţiale se consideră nivelul de 20 μV determinat de sensibilitatea aparatului şi de zgomotul de fond.

În cazuri izolate pragul coborît de apariţie a descărcărilor parţiale s-a datorit unor contacte proaste la comutatorul de reglaj al tensiunii sau punerii la pămînt necorespunzătoare a miezului. În acest ultim caz au apărut descărcări intense chiar la 0,8 U_{nf}, iar după remediere pragul de apariţie s-a situat la 1,25 U_{nf}.

Rezultatele obţinute nu sînt surprinzătoare, deoarece la transformatoarele pînă la 35 kV sînt rezerve mari de izolaţie care au fost verificate la încercarea cu impuls de tensiune undă plină şi tăiată.

A doua serie de încercări a avut ca scop măsurarea intensităţii descărcărilor parţiale.

Încercarea se începe la tensiunea de prag şi se fac citiri în trepte de tensiune egale, de obicei pînă la tensiunea de încercare; se menţine un minut după care, trecînd prin aceleaşi trepte, tensiunea se micşorează pînă la zero. În acest fel se obţine o curbă de istereză a intensităţii descărcărilor parţiale care permite să se aprecieze dacă s-au produs deteriorări prin aplicarea tensiunii de încercare.

În figura 8 se dă o astfel de curbă de istereză obţinută în cazul unui transformator de 6 300 kVA, 35/6,3 kV. Se observă o creştere importantă a nivelului descărcărilor parţiale la creşterea tensiunii pînă la valoarea de încercare datorită dezvoltării de gaze în incluziuni. La scăderea tensiunii sub cea de încercare se obţin valori mai mari ale descărcărilor în comparaţie cu valorile măsurate la creşterea tensiunii. După o întrerupere de circa patru ore, gazele formate au fost absorbite de ulei şi o nouă încercare a dat aceleaşi rezultate.

În cazul de faţă se consideră că izolaţia transformatorului a suportat încercarea fiindcă nu s-au constatat transformări ireversibile.

Dacă la încercare apar defecţiuni, se obţine o nouă curbă de istereză care se deosebeşte de prima atît prin nivelul maxim al descărcărilor, cît şi prin suprafaţa închisă de curbă.

Pentru comparaţie, simultan cu măsurarea descărcărilor parţiale, s-a ridicat şi dependenţa tg $\delta = f(U)$. Se constată că măsurarea tg δ este insensibilă şi deci nu poate reprezenta o metodă de detecţie a „pragului de ionizare" şi cu atît mai puţin a intensităţii proceselor de descărcare în izolaţie.

Trebuie remarcat că de foarte multe ori nivelul ridicat al descărcărilor parţiale se datoreşte trecerilor izolate sau comutatoarelor de reglaj a tensiunii. Pentru a obţine deci rezultate concludente este util ca încercarea acestora să se facă separat.

S-a studiat, de asemenea, spectrul de amplitudine care compune semnalul de descărcări parţiale în izolaţia transformatoarelor. De exemplu, la transformatorul de 250 kVA, 6/0,4 kV din tabela 1, impulsurile care compun semnalul au amplitudinea mai mică decît 4,3 mV şi sînt în număr redus: 90 —500 imp/s. La acest transformator, diferenţele care apar între măsurările pe fiecare fază sînt neglijabile.

Comparînd spectrul de amplitudine la două transformatoare de puteri egale, dar de tensiuni diferite, de exemplu 1 000 kVA la 6 kV şi la 35 kV, se constată că, o dată cu creşterea volumului de izolaţie, creşte sensibil şi numărul de impulsuri (circa 2 800 faţă de 500 imp/s).

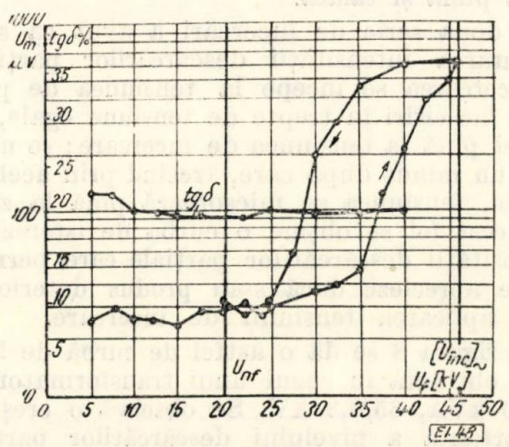


Fig. 8. Variaţia nivelului descărcărilor parţiale şi a tg δ în funcţie de tensiune la un transformator de 6 300 kVA, 35/6,3 kV, faza A.

Schema NEMA (C_m = 1100 pF; R_m = 60Ω); măsurător de descărcări parţiale în bandă îngustă I.C.P.E., frecvenţa de măsură 465 kHz].

Pe de altă parte, la transformatoarele de putere mai mare, de exemplu 6 300 kVA, 35/6,3 kV, semnalul se compune din impulsuri rare cu amplitudinea aproximativ de 1 V, iar la nivelul de circa 19 mV numărul de impulsuri este foarte mare (peste 20 000 imp/s).

Cu toate acestea, nivelul global măsurat în bandă îngustă este redus, ceea ce se explică prin faptul că răspunsul unui măsurător selectiv al mediei pătratice este invers proporţional cu capacitatea obiectului de măsurat [10], [11].

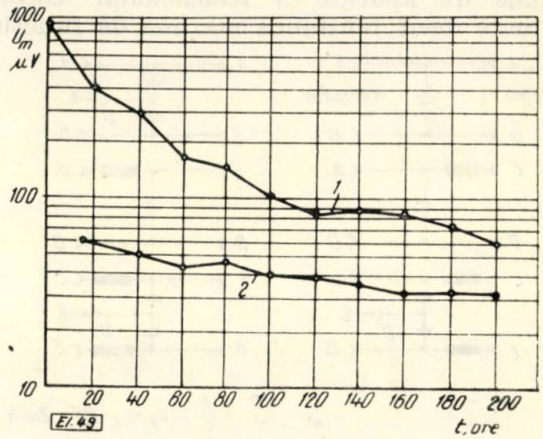


Fig. 9 Scăderea nivelului descărcărilor parţiale în funcţie de timp la transformatorul 100 kVA, 22/0,4 kV:

curba *1* — măsurare imediat după umplerea cu ulei; curba *2* — măsurare după menţinerea în gol la tensiunea nominală timp de 16 ore.

[Schema NEMA (C_m = 1100 pF; R_m = 60Ω); măsurător de descărcări parţiale în bandă îngustă I.C.P.E.]. Alimentare cu tensiune indusă (0,25 U_{nf}).

A treia serie de măsurări de descărcări parţiale s-a făcut pe mai multe transformatoare pentru diverse moduri de tratare a izolaţiei.

Pentru a face măsurări concludente, la U. E. P. C. s-au menţinut transformatoarele la mers în gol sub tensiune nominală circa 8÷24 ore, funcţie de putere, înainte de a se începe măsurările propriu-zise.

Se obţine în acest caz un nivel mai mic al descărcărilor parţiale şi se apropie mai mult condiţiile măsurării de situaţia existentă în exploatare.

Curbele din figura 9 ilustrează cele arătate pentru un transformator de 100 kVA 22/0,4 kV din producţie curentă „Electroputere".

Curba 1 reprezintă nivelul descărcărilor parţiale măsurat la o tensiune de 25% din tensiunea nominală pe fază (U_{nf}), funcţie de timp pentru transformatorul nesupus la nici un fel de solicitare electrică.

Curba *2* reprezintă acelaşi lucru pentru un transformator care a fost supus în prealabil la un regim de mers în gol la tensiune nominală timp de 16 ore.

În primul caz se observă un nivel de descărcări parţiale destul de ridicat în momentul iniţial datorită tocmai golurilor din izolaţie în care uleiul nu a reuşit încă să pătrundă.

Nivelul descărcărilor parţiale scade însă cu timpul, ajungînd după circa 200 ore la o valoare stabilizată.

În cazul al doilea, în timpul menținerii transformatorului în gol la tensiunea nominală s-a produs o circulație de ulei care a intensificat pătrunderea lui în golurile izolației și nivelul inițial de descărcări parțiale are valoare apropiată de nivelul stabilizat obținut după circa 200 ore.

S-a măsurat în mod intenționat nivelul de descărcări parțiale la o tensiune de 0,25 U_{nf} tocmai pentru ca tensiunea de măsurare să nu influențeze cu nimic nivelul descărcărilor parțiale.

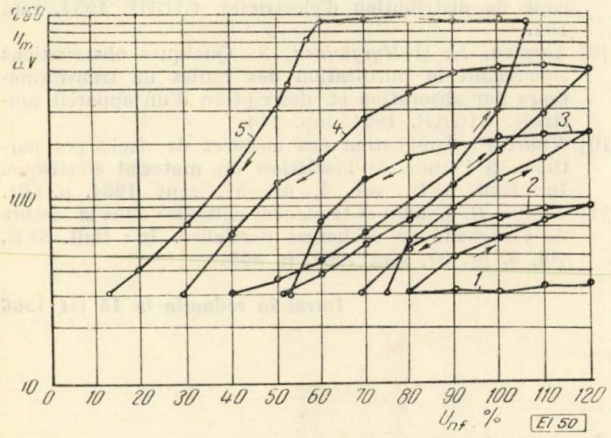


Fig. 10. Influența tratării izolației asupra modului de variație a intensității descărcărilor parțiale în funcție de tensiune. Măsurători de debit pătratic în bandă îngustă efectuate pe un lot de transformatoare de 250 kVA, 35/0,4 kV din același lot de fabricație:

1 – bobinaj bine uscat; umplere și impregnare cu ulei degazat la presiune atmosferică urmată de o depresiune de 10 mm col. Hg, timp de 5 ore, în conservator; *2* – bobinaj bine uscat; umplere și impregnare cu ulei degazat la presiune atmosferică urmată de o depresiune de 10^2 mm col. Hg în conservator; *3* – bobinaj bine uscat; umplere și impregnare cu ulei degazat la presiune atmosferică; *4* – bobinaj neuscat; umplere și impregnare cu ulei degazat la presiune atmosferică urmată de o depresiune de 10^2 mm col. Hg, în conservator; *5* – bobinaj neuscat; umplere și impregnare cu ulei la presiune atmosferică.

Metoda de determinare a stării izolației folosită la uzina „Electroputere" — Craiova constă în ridicarea unor curbe de istereză a intensității descărcărilor parțiale în funcție de tensiune.

În acest scop s-au făcut serii de măsurători pe loturi de transformatoare identice. Curbele obținute pe un lot de transformatoare de 250 kVA, 35/0,4 kV sînt date în figura 10.

Tensiunea nu a depășit în nici un caz tensiunea maximă de funcționare a transformatorului respectiv, făcîndu-se măsurări la diferite trepte de tensiune. Pe fiecare treaptă măsurarea a durat circa 15 s, iar tensiunea 1,2 U_{nf} s-a menținut un minut.

Obținerea acestor curbe de istereză se datorește unei anumite inerții în formarea gazelor, care face ca acestea să rămînă în urma tensiunii și de aici apar la tensiuni descrescătoare nivele de descărcări mai mari.

În cazul unui transformator tratat conform normelor uzinale (curba 1), bucla de istereză este, practic, inexistentă.

Un caz limită este dat de curba *5*, unde transformatorul respectiv, neuscat, a fost umplut cu ulei degazat la presiune atmosferică.

Din analiza mai multor măsurări de acest fel s-a ajuns la anumite concluzii importante, și anume:

1. Suprafața închisă de bucla de istereză este cu atît mai mare cu cît abaterea de la tehnologia de fabricație (sau reparare) este mai gravă.

Ciclul de istereză lipsește cu desăvîrșire în cazul umplerii și impregnării sub vid și menținerii înainte de încercare sub tensiunea de funcționare circa 8÷24 ore.

2. Panta finală de creștere a ramurilor buclei poate caracteriza și ea starea izolației însă corelată cu:

3. Pragul de apariție și de stingere a descărcărilor parțiale.

Este interesant de observat că în cazul abaterilor de la tehnologia de tratare a izolației, oricît de mari ar fi ele, diferența între pragul de apariție și pragul de stingere nu variază prea mult. De exemplu pentru curba *3* din figura 10, 24%, pentru curba *4*, 20% și pentru curba *5*, 28% U_{nf}.

4. Nivelul maxim al descărcărilor parțiale luat ca atare nu poate să caracterizeze singur starea izolației, fiindcă se poate datori unor defecte exterioare izolației (trecerii izolate, conductelor de înaltă tensiune, punerii la pămînt a miezului etc.). Nivelul maxim trebuie neapărat corelat cu:

5. Domeniul de tensiune în care se menține constant nivelul descărcărilor parțiale la scăderea tensiunii.

Rezultatele acestor măsurări au fost comparate cu valorile tg δ determinate la 1,2 U_n și la tensiunea convențională de 10 kV utilizată, de obicei, în exploatare.

S-a observat că pentru situații corespunzătoare, curbelor *2*, *3* și chiar *4* din figura 10, valoarea tg δ nu este îngrijorătoare (măsurări la 10 kV). Numai curba tg $\delta = f(U)$ condusă pînă la 1,2 U_{nf} poate indica schimbarea stării izolației.

6. Concluzii

Determinarea separată fie a pragului de apariție, fie a nivelului maxim al descărcărilor parțiale nu permite să se facă o apreciere judicioasă a stării izolației transformatoarelor. Se propune ca aceasta să se realizeze prin ridicarea nemijlocită a buclei de istereză, condusă pînă la circa 1,2 din tensiunea nominală pe fază.

Ridicarea curbei de istereză a intensității descărcărilor parțiale se poate face mai operativ decît măsurările de tg δ, chiar în timpul încercării de mers în gol, completînd măsură-

torul de descărcări parţiale I.C.P.E. cu un amplificator logaritmic şi un aparat înregistrator.

Pentru a putea obţine o bună reproductibilitate a rezultatelor este absolut necesară menţinerea în prealabil sub tensiunea nominală a transformatorului, timp de circa 8÷24 ore, funcţie de putere şi clasa de izolaţie.

Experienţa căpătată la uzina „Electroputere" — Craiova în executarea măsurărilor de descărcări parţiale va da posibilitatea obţinerii unor criterii cantitative exacte, de aprecire a stării izolaţiei nu numai la transformatoarele de putere cu izolaţie hîrtie—ulei, ci şi la transformatoarelor de măsură turnate în răşină.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* şi *Popescu, Ch.* Problemele descărcărilor parţiale în transformatoare. În: Electrotehnica **14**, nr. 5, 1966, p. 149—155.

[2] *Avramescu, A., Popescu, Ch.* şi *Andreescu, M.* Metode şi aparatură de măsurare a descărcărilor parţiale în transformatoare. În: Electrotehnica **14**, nr. 11, 1966, p. 381—393.

[3] *Mathé, B., Costina, D.* şi *Marinescu, A.* Încercarea transformatoarelor, vol. I. Încercarea izolaţiei, cap. 3. Bucureşti, Editura tehnică, 1966.

[4] *Moser, H. P.* Quelques aspects de la protection de l'huile. In: Compte Rendu des travaux de la 18° session CIGRÉ, vol. I, 1960, p. 305—309.

[5] *Greisuh, Kucinski, Kaplan, Meserman.* Bumajno-masleanaia izolaţia v visokovoltnîh konstrukţiah. Moscova, Gosenergoizdat, 1963, 232 pag.

[6] *Widmann, W.* Beitrag zur Vakuumbehandlung von Messwandlern und Transformatoren für höhe Spannungen. În: AEG—Mitt **55**, nr. 1, 1965, p. 17—21.

[7] *Moser, H. P.* Trocknung und Entgasung der in Hochspannungs Leistungstransformatoren verwendeten Isolierstoffe. In: ETZ-A **81**, nr. 2, 1960, p. 41—47.

[8] *Chisholm, T. H.* Expérience acquise dans le domaine des huiles isolant par une grande entreprise canadienne de distribution d'électricité. CIGRÉ 1954, rap. 104.

[9] *Larsson, N.* şi *Hyrylainen, S.* Quelques observations concernant la purification des huiles de transformateurs par absorbtion et description d'un appareil construit. CIGRÉ, 1954, rap. 114.

[10] *Viale, F.* Application des mesures de decharges partielle, à l'étude de l'isolation du material électrique. In: Bull. SFE, vol. **5**, nr. 57, sept 1964, p. 601.

[11] *Knops, R.* Usages et tendances actuelles dans la mesure de l'intensité de décharges partielles. În: Bull. SFE, vol. **5**, nr. 57, sept 1964, p. 595.

Intrat în redacţie la 15 III 1966

Metode pentru măsurarea puterii utile la micromotoare

Alfred Natraşevschi, Bernard Oprendeck şi Mihai Pfeiffer * — Timişoara

CZ 621.313.13-181.4.016.2

1. Introducere

În prezent, producţia de micromotoare cunoaşte o mare dezvoltare. Acest fapt reclamă punerea la punct a unor metode şi aparate capabile să dea indicaţii exacte asupra performanţelor acestora. Punerea în funcţie, în ţara noastră, a unei noi şi moderne unităţi de producere în serie a micromotoarelor aduce această problemă în plină actualitate.

La încercarea micromotoarelor, o importanţă deosebită are măsurarea puterii utile, respectiv a cuplului şi turaţiei la arbore. În această direcţie, pentru gama de puteri 0,5 — 200 W, literatura indică metode şi instalaţii nesatisfăcătoare din multe puncte de vedere pentru practica industrială.

Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte comparativ metodele (inclusiv o metodă originală) studiate şi exprimentate la Catedra de maşini electrice I.P.T. în colaborare cu întreprinderea „Electromotor" — Timişoara, iar pe baza avantajelor şi dezavantajelor acestora se recomandă metoda mai avantajoasă pentru practica industrială.

* Ing. *A. Natraşevschi* este asistent, dr. ing. *B. Oprendeck* este şef de lucrări la Catedra de maşini electrice I. P. T., iar ing. *N. Pfeiffer* este şeful laboratorului de micromotoare la Intreprinderea „Electromotor" — Timişoara.

2. Măsurarea puterii utile la arbore

Măsurarea puterii utile la arborele unui motor se reduce, practic, la măsurarea concomitentă a cuplului M, kgf cm şi a turaţiei n, rot/min. Puterea utilă P_u, rezultă din formula:

$$P_u = \frac{M \cdot n}{97{,}5}.$$

În consecinţă sînt necesare două aparate distincte pentru măsurarea acestor două mărimi. În cele ce urmează vor fi studiate separat.

2.1. Metode pentru măsurarea cuplului. În această direcţie există două posibilităţi, principial, distincte:

— ridicarea curbei cuplului prin lansare;
— ridicarea curbei cuplului prin puncte.

2.1.1 Ridicarea curbei cuplului în regim de lansare. Această metodă [5] poate utiliza, spre exemplu, dispozitivul din figura 1 şi constă în următoarele.

Micromotorul de încercat *1* are statorul fixat pe o platformă *2* aşezată pe cuţitele *3*. La platformă este ataşat un traductor de forţă *4* (de exemplu, tensometric), a cărui mărime de ieşire este etalonată direct în unităţi de cuplu

şi dusă la un înregistrator. La punerea sub tensiune a micromotorului, acesta se lansează de la turaţia zero la cea nominală conform caracteristicii sale mecanice dinamice. Se înregistrează variaţia corespunzătoare a cuplului. Pentru a obţine o curbă cît mai apropiată de cea statică, pe arborele micromotorului este plasată o frînă cu inducţie compusă din discul *5* şi magnetul *6*, care are rolul de a prelungi timpul de lansare.

Metoda are dezavantaje de ordin principial şi practic:

— caracteristica dinamică $M = f(n)$ obţinută cu toate măsurile luate pentru mărirea timpului de lansare este, în general, diferită de cea statică care interesează;

— aparatajul tensometric este costisitor şi metoda în ansamblu oferă o precizie relativ scăzută, etalonarea şi manipularea fiind, de asemenea, prea complicate pentru scopuri industriale;

— metoda nu permite ridicarea curbei cuplului micromotorului în regim de frînă.

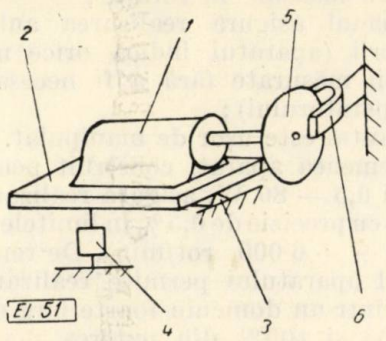


Fig. 1. Dispozitiv pentru ridicarea curbei cuplului prin lansare.

2.1.2. Ridicarea curbei cuplului prin puncte. Pentru aplicarea acestei metode, în literatură se indică următoarele instalaţii.

a. Frînă aerodinamică cu suspendare pe cuţite [4], [6]. Dispozitivul este, în principiu, conform figurii 2.

Cuplul activ dat de motorul *1* este transmis platformei *2*, aşezată pe cuţitele *3*, care au rolul de a asigura frecări minime. El este echilibrat cu ajutorul greutăţii G situată la distanţa l de axa de rotaţie a platformei. Cuplul rezistent se poate realiza, fie cu o frînă de inducţie *4*, fie cu o frînă aerodinamică (elice).

Această metodă are următoarele dezvantaje:

— după cum se observă din figura 3, acest tip de frînă are caracteristica $M_r = f(n)$ puţin reglabilă, astfel că permite măsurarea cuplului într-un domeniu restrîns al caracteristicii $M_a = f(n)$ a micromotorului de încercat:

— pe de altă parte, la motoare asincrone funcţionarea este instabilă în domeniul turaţiei $n_m - n_{cr}$ datorită unghiului de intersecţie mic al caracteristicilor:

— acest tip de frînă nu permite măsurarea cuplului de pornire şi la turaţii mici; nu pot fi încercate mecanisme sau motoare în regim de frînă:

— datorită uzurii cuţitelor în regimul de vibraţii în care funcţionează, precizia frînei scade în timp;

— dispozitivul este dificil de manipulat, fapt care prelungeşte durata necesară măsurătorilor.

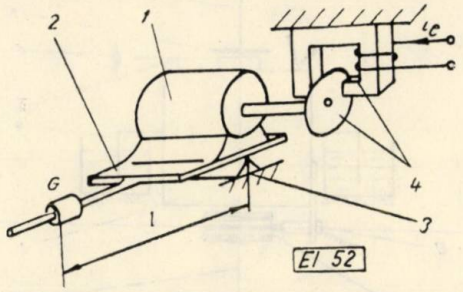


Fig. 2. Dispozitiv pentru ridicarea curbei cuplului cu ajutorul frînei de inducţie.

Precizia obţinută cu un asemenea dispozitiv, realizat pentru puteri de 1—25 W, nu a depăşit valoarea 1,5.

În figura 5, curba *1* este reprezentată caracteristica $M = f(n)$ a micromotorului A.M.C.—1 ridicată cu ajutorul acestui dispozitiv. Măsurarea turaţiei s-a realizat cu stroboscopul Oristrob, tip E.M.G. — Orion.

Curba a fost ridicată cu o eroare de 2%. Timpul necesar măsurătorilor: 1 h. De remarcat că s-au putut face măsurători într-un domeniu relativ restrîns de turaţii (între 1 300 şi 3 000 rot/min), care nu acoperă întreaga curbă a cuplului.

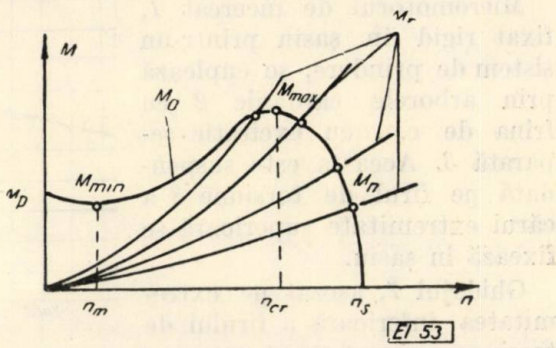


Fig. 3. Diagrama curbei cuplului pentru ridicarea caracteristicii unui micromotor asincron cu ajutorul frînei de inducţie.

Proprietăţi similare caracterizează dispozitivul cu frînă aerodinamică. Manipularea sa este complicată suplimentar de faptul că pentru fiecare punct trebuie schimbată elicea.

b. Frînă de curent continuu suspendată pe rulmenţi oscilanţi. Sistemul este analog celui aplicat la maşinile electrice de putere medie [4]. Rulmenţii oscilanţi au rolul

de a micşora frecările în sistemul de suspendare a frînei. Dispozitivele de acest fel dau rezultate bune pînă la puteri de 250 W. Pentru puteri sub 200 W, precizia lor scade inadmisibil, datorită frecărilor în suspensia frînei. Cu prototipul experimentat nu s-au putut realiza măsurători conform normelor la micromotoare sub această putere.

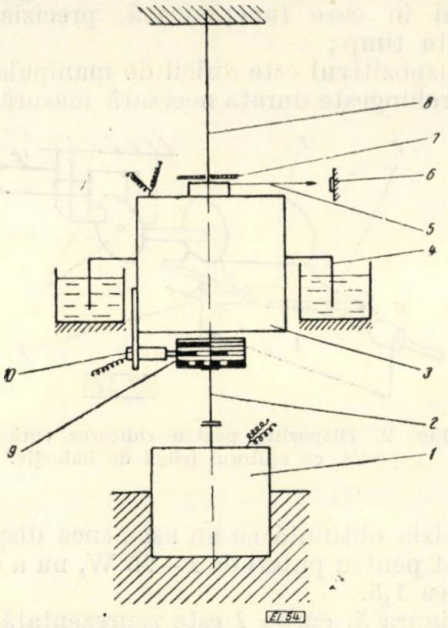


Fig. 4. Aparat pentru măsurarea cuplului şi turaţiei cu frînă de curent continuu suspendată pe fir de torsiune.

c. Frînă de curent continuu suspendată pe fir de torsiune. Schema de principiu a dispozitivului este reprezentată în figura 4.

Micromotorul de încercat *1*, fixat rigid în şasiu printr-un sistem de prindere, se cuplează prin arborele cardanic *2* cu frîna de c.c. cu excitaţie separată *3*. Aceasta este suspendată pe firul de torsiune *8* a cărui extremitate superioară se fixează în şasiu.

Ghidajul *7*, aşezat pe extremitatea inferioară a firului de torsiune, asigură constanţa centrului de rotaţie a indicatorului *5* şi este dispus în centrul scalei circulare *6*. Amortizoarele *4* reduc vibraţiile echipajului mobil şi asigură totodată un timp minim de amortizare a mişcării de rotaţie a acestuia. Astfel, s-a obţinut timpul de stabilizare a indicaţiei de 7 s.

Amortizoarele sînt realizate prin simpla introducere a armăturii mobile în ulei, astfel încît măsurătoarea care se realizează în regim staţionar nu este afectată de frecări în amortizoare.

Arborele dublu cardanic are rolul de a realiza cuplajul fără necesitatea unei axări perfecte şi fără transmiterea vibraţiilor micromotorului către frînă (către echipajul mobil).

Cuplul micromotorului de încercat se transmite prin cuplaj şi frînă, la capătul inferior al firului de torsiune, care asigură cuplul antagonist şi se va torsiona cu un unghi proporţional cu valoarea cuplului. Astfel, indicatorul *5* semnalează pe scala *6* cuplul micromotorului.

Aparatul are următoarele avantaje :

— fiind echipat cu frînă de c.c. cu excitaţie separată, poate fi folosit la ridicarea curbelor $M = f(n)$ cu orice alură, în limite largi de turaţii, atît în regim de motor, cît şi în regim de generator ;

— sistemul de suspendare pe fir de torsiune elimină frecările şi nu este expus uzurii, asigurînd astfel o precizie mare şi constantă în timp ;

— sistemul este stabil şi elimină problema echilibrării maselor în rotaţie ;

— sistemul asigură realizarea automată a măsurătorii (aparatul indică orice modificare a mărimii măsurate fără a fi necesară intervenţia operatorului) ;

— aparatul este uşor de manipulat.

Un asemenea aparat, construit pentru gama de puteri 0,5 — 80 W, asigură realizarea măsurătorilor cu precizie de 0,5 % în limitele de turaţii (— 6 000 ÷ + 6 000 rot/min). De remarcat că principiul aparatului permite realizarea măsurătorilor într-un domeniu foarte larg de sarcini (între 0,65 şi 100% din puterea maximă) cu aceeaşi precizie de 0,5%.

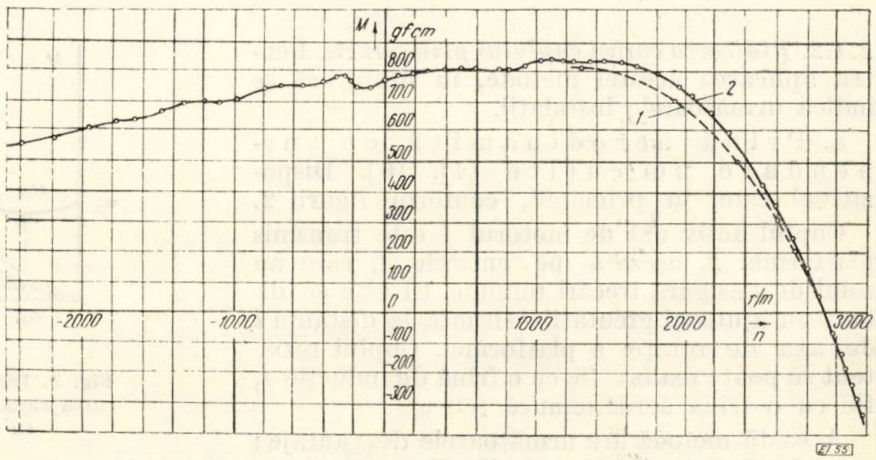


Fig. 5. *1*. Curba cuplului micromotorului asincron monofazat cu fază auxiliară A. M. C. — 1 ridicată cu frînă de inducţie ; *2*. Curba cuplului micromotorului A. M. C. — 1 ridicată cu aparatul cu frînă de curent continuu suspendată pe fir de torsiune şi sistem de măsurare a turaţiei prin frecvenţă.

Curba 2 a micromotorului A.M.C.—1 din figura 5 a fost ridicată cu ajutorul acestui aparat.

Curba a fost ridicată cu o eroare de 0,5%. Timpul necesar pentru ridicarea ei : 0,5 h. De

remarcat faptul că aparatul a permis măsurători într-un domeniu larg de turaţii atît la turaţii mici, cît şi în regimuri de frînă, spre deosebire de domeniul restrîns în care poate fi utilizată frîna de inducţie.

2.2. *Metode pentru măsurarea turaţiei*

Măsurarea turaţiei trebuie să se realizeze fără a încărca suplimentar micromotorul. De aceea, din metodele cunoscute corespund doar metoda stroboscopică şi metodele bazate pe măsurare de impulsuri de frecvenţă proporţională cu turaţia. Acestea din urmă sînt comode şi asigură o precizie ridicată, dar necesită un aparataj complicat şi costisitor.

Metoda stroboscopică, mai accesibilă din acest punct de vedere, are în schimb importante dezavantaje:

— precizia aparatelor existente este relativ scăzută: 2,5 — 5% în ipoteza că nu se folosesc cuplate la un numărător de impulsuri;

— există posibilitatea situării pe o armonică a fenomenului stroboscopic, cînd măsurătoarea este complet eronată;

— măsurarea nu se realizează automat.

Rezultate mai bune s-au obţinut echipînd aparatul din figura 4 cu un dispozitiv de măsurare a turaţiei bazat pe următorul principiu:

Măsurarea turaţiei se realizează prin măsurarea unei frecvenţe proporţionale cu aceasta, cu ajutorul unui frecvenţmetru. Montajul utilizat este cel din figura 6.

Pe rotorul frînei (fig. 4) se fixează tamburul metalic *9* cu porţiuni izolate, pe care calcă o perie *10* fixată pe statorul frînei. Acest contact intermitent se inseriază cu frecvenţmetrul *F* şi o sursă *U* de c.c.

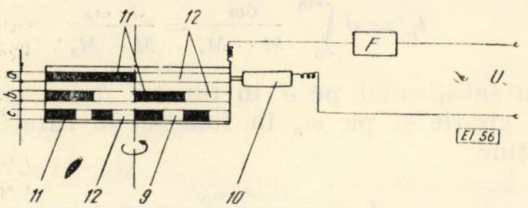


Fig. 6. Schema sistemului de măsurare a turaţiei prin frecvenţă:
9 — tambur cu contacte; *10* — perie; *11* — contacte; *12* — porţiuni izolate; *F* — frecventmetru.

Frecarea dintre perie şi tambur introduce un cuplu care încarcă suplimentar micromotorul. Acest cuplu nu constituie o eroare, deoarece se transmite integral la stator datorită modului de fixare a periei.

Cînd tamburul se roteşte, contactul său intermitent cu peria admite la bornele frecvenţmetrului impulsuri rectangulare de tensiune. Frecvenţmetrul măsoară frecvenţa primei armonici a acestor impulsuri (celelalte armonici sînt sub pragul de sensibilitate al instrumentului). Rezultă simplu formula pentru etalonarea frecvenţmetrului în unităţi de turaţie:

$$n = \frac{60 \cdot f}{N},$$

unde:

n este turaţia, rot/min;

f — gradaţia instrumentului, Hz;

N — numărul de contacte pe circumferinţa tamburului.

Pentru a acoperi un domeniu larg de turaţii, tamburul a fost prevăzut cu trei zone pe care se poate aşeza peria, cu numărul de contacte dimensionat după cum urmează:

Zona	Nr. contacte	Domeniul de turaţii, rot/min
a	16	93 — 393
b	4	373 — 1 550
c	1	1 500 — 6 300

Precizia măsurării turaţiei este egală cu precizia frecvenţmetrului METRA, cu domeniul 25—105 Hz şi precizia 0,2, fabricat în R.S.C.

Metoda are următoarele avantaje:

— asigură măsurarea turaţiei cu o precizie ridicată conformă normelor;

— permite măsurarea turaţiilor mici;

— asigură măsurarea automată a turaţiei, eliminînd necesitatea manipulării, spre deosebire de metoda stroboscopică;

— nu introduce erori în măsurarea cuplului.

3. Concluzii

Construcţia şi utilizarea tot mai largă a micromotoarelor reclamă punerea la punct a unor metode şi aparate capabile să măsoare puterea utilă a acestora cu o precizie conformă normelor.

Din studiul şi experimentarea metodelor recomandate în literatură pentru utilizare industrială în gama de puteri 0,5—200 W rezultă că acestea asigură o precizie mică, care scade în timp, nu permit ridicarea curbei cuplului în tot domeniul de turaţii şi reclamă o manipulare relativ complicată.

Aparatul propus, echipat cu frînă de curent continuu suspendată pe fir de torsiune şi cu sistem de măsurare a turaţiei prin frecvenţă, elimină aceste dezavantaje, avînd următoarele proprietăţi:

— realizează măsurători de precizie ridicată şi constantă în timp;

— permite măsurarea cuplului în tot domeniul de turaţii, atît în regimul de motor, cît şi în cel de frînă al micromotorului;

— manipularea aparatului este simplă şi asigură realizarea rapidă a măsurătorilor.

Aceste proprietăţi au fost verificate prin utilizarea aparatului în condiţii de laborator, cît şi de stand industrial de încercare, unde a dat deplină satisfacţie.

Bibliografie

[1] *Arutiunov, V. O.* Instrumente şi aparate electrice de măsurat. Calculul şi construcţia. Bucureşti, Editura tehnică, 1952 (traducere din limba rusă).

[2] *Baida, L. I.* Curs general de măsuri electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1955 (traducere din limba rusă).

[3] *Jerve, G. K.* Încercări industriale ale maşinilor electrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1961 (traducere din limba rusă).

[4] *Oprendeck, B.* şi *Natraşevschi, A.* Probleme generale la măsurarea cuplurilor de rotaţie şi a puterilor mecanice la arbore cu dinamometre pendulare. În : Electrotenhica, nr. 10,1965.

[5] *Oprendeck, B.* Contribuţii la controlul industrial al caracteristicii mecanice şi parametrilor nominali ai maşinilor de inducţie. Teză de doctorat. Institutul politehnic-Timişoara, 1966.

[6] *Kat, S. A.* Balasirniie dinamometri dlia izmierenia vraşciaiuşciego momenta. Moscova, Gosenergoizdat, 1962.

[7] *Tretiakov, M. N.* Ispîtanie electrodvigatelei maloi moşcinosti. Moscova, Gosenergoizdat, 1960.

[8] *Wrobel, T.* Micromaşyny electryczne. Wydawnittwo Ministerstwa Obrony Narodowei, 1962.

Intrat în redacţie la 31. V. 1967

Determinarea cuplului mediu de pornire la motoarele asincrone cu inele

Nicolae Liveanu * — Timişoara

CZ 621.313.333.1-573

Proiectarea corectă a acţionărilor electrice constituie o premisă necesară pentru desfăşurarea procesului de producţie în condiţii optime sub aspectul productivităţii muncii. Tendinţa modernă în construcţia de maşini şi utilaje este orientarea spre metodele electrice de obţinere a parametrilor cinematici impuşi, în toate cazurile cînd acest lucru este justificat din punct de vedere economic.

Motorul electric asincron cu inele, care constituie unul din cele mai răspîndite mijloace de acţionare în industrie (la maşini de ridicat şi transportat, compresoare, concasoare etc.) ,pretinde o alegere judicioasă a rezistenţelor de pornire şi reglaj, parametrii cinematici ai acţionării fiind în mare măsură dependenţi de acestea. Pe de altă parte, însăşi alegerea motorului, de cele mai multe ori, este dependentă de condiţiile de pornire impuse, fapt ce presupune calculul riguros al timpului de pornire, respectiv stabilirea acceleraţiei realizate, pornind de la caracteristicile motorului şi ale rezistenţelor de pornire. Se poate ivi, de asemenea, problema inversă : de a determina rezistenţele de pornire necesare pentru ca un motor electric dat să dezvolte un anumit cuplu mediu de pornire.

Din ecuaţia generală care descrie comportarea dinamică a unei acţionări :

$$M - M_s = J\frac{d\omega}{dt} + \frac{\omega^2}{2}\frac{dJ}{d\alpha}, \qquad (1)$$

unde :

M este cuplul dezvoltat de motor ;
M_s — cuplul static (rezistent) ;
ω — viteza unghiulară ;
J — momentul de inerţie total redus la arborele motorului ;

α — unghiul descris în mişcarea de rotaţie, rezultă simplu timpul de pornire, în cazul particular cînd J = const., M = const. şi M_s = const :

$$t_p = J\int_0^{\omega_n} \frac{d\omega}{M - M_s} = \frac{J \cdot \omega_n}{M - M_s} \qquad (2)$$

sau substituind pe J în funcţie de momentul de giraţie şi pe ω_n în funcţie de turaţie, se obţine :

$$t_p = \frac{G D^2 \cdot n_N}{375\ (M - M_s)}, \quad \text{s}, \qquad (3)$$

unde :

GD^2 este momentul de giraţie, kgm² ;
n_N — turaţia nominală, rot/min ;
M — cuplul motorului, kgm ;
M_s — cuplul static (rezistent), kgm.

Ipotezele admise pentru integrarea ecuaţiei (1) nu sînt însă nici pe departe în concordanţă cu realitatea fizică.

Dacă pentru majoritatea cazurilor întîlnite în practică este valabilă ipoteza : J = const. (exceptînd unele cazuri speciale cum sînt mecanismele bielă-manivelă) şi pentru unele acţionări se poate accepta M_s = const. (maşini

* *N, Liveanu* este inginer şef la Institutul de cercetare şi proiectare pentru maşini de ridicat din Timişoara.

de ridicat, laminoare, raboteze), în schimb nu poate fi considerată valabilă în nici un caz ipoteza $M = \text{const}$.

În cursul perioadei de pornire, în afara variației cuplului motorului asincron funcție de alunecare, au loc salturile de cuplu la trecerea de pe o caracteristică artificială pe alta, prin scurtcircuitarea treptelor de rezistență din circuitul rotoric.

Determinarea exactă a timpului de pornire, ținînd seamă de variația cuplului motorului, atrage după sine necesitatea integrării grafice sau grafoanalitice, destul de greoaie, a ecuației (1). Pentru simplitatea și rapiditatea calculului se impune deci substituirea cuplului real, dezvoltat de motor, printr-un cuplu mediu echivalent, care să poată fi considerat constant în perioada pornirii, cu condiția ca valorile timpului de pornire, respectiv ale accelerației, să rămînă apropiate de cele reale.

În primă aproximație, caracteristicile artificiale pot fi considerate liniare, ipoteză admisibilă într-o serie de aplicații practice, dînd o precizie satisfăcătoare. Ținînd seamă că treptele de rezistență sînt calculate în așa fel încît variația cuplului de pornire să aibă loc între două limite bine definite (de obicei 1,1 M_n și 2 M_n), s-ar părea că valoarea aproximativă a cuplului mediu de pornire se poate determina simplu, făcînd media aritmetică a cuplurilor limită.

Eroarea comisă în acest fel este însă apreciabilă, deoarece se face abstracție de influența valorii cuplului inițial de pornire (la $S = 1$) și de influența alunecării nominale S_n, care diferă de la motor la motor, asupra valorii cuplului mediu de pornire.

Relația riguros exactă, care exprimă cuplul mediu în perioada de pornire (pentru intervalul de alunecări $S = 1$; $S = S_n$), conform definiției valorii mijlocii a unei mărimi variabile într-un anumit interval al valorilor variabilei independente, este:

$$M_{med} = \frac{\int_{s=S_n}^{s=1} M \cdot ds}{\int_{s=S_n}^{s=1} ds} \cdot \qquad (4)$$

În cazul aproximării caracteristicilor artificiale prin drepte, după cum rezultă din graficul prezentat în figura 1, această relație devine:

unde:

M_{max} și M_{min} sînt limitele maximă și minimă a cuplului determinate de rezistențele de pornire;

M_p — cuplul inițial de pornire (la $S = 1$);

S_2 — alunecarea la scurtcircuitarea primei trepte de rezistență;

S_n — alunecarea nominală a motorului;

S_5 — alunecarea pe caracteristica naturală corespunzătoare cuplului minim M_{min}.

Numărătorul expresiei (5) reprezintă suprafața hașurată din figura 1, iar numitorul, intervalul de variație pentru alunecare în perioada pornirii.

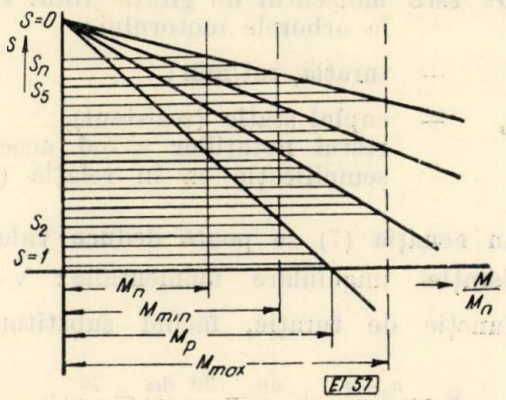


Fig. 1

În cazurile mai pretențioase se poate ține seamă de expresia exactă a variației cuplului, calculîndu-se cuplul mediu pentru fiecare caracteristică artificială în parte, în intervalul de variație dintre limita maximă și cea minimă. Se determină apoi timpii de funcționare pe fiecare caracteristică artificială în parte și, prin însumarea lor, timpul total de pornire. Stabilirea cuplului mediu de accelerare pe fiecare treaptă se poate simplifica simțitor prin introducerea unui factor dependent de rezistența corespunzătoare treptei respective.

Ținînd seamă de expresia cuplului dezvoltat de motor:

$$M = \frac{2\,M_k(1+\varepsilon)}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S} + 2\,\varepsilon}, \qquad (6)$$

$$\frac{M_{med}}{M_n} = \frac{\left(\frac{M_{min}}{M_n} + \frac{M_p}{M_n}\right)\frac{1-S_2}{2} + \frac{M_{max}+M_{min}}{2\,M_n}(S_2 - S_5) + \frac{M_{min}+M_n}{2\,M_n}(S_5 - S_n)}{1 - S_n}, \qquad (5)$$

unde:

M_k este cuplul de răsturnare a motorului;

S_k — alunecarea critică corespunzătoare cuplului de răsturnare;

$\varepsilon = \frac{R_1}{\sqrt{R_1^2 + X^2}}$ — R_1 și X fiind, respectiv, rezistența înfășurării statorice și reactanța totală a motorului;

S — alunecarea variabilă.

Se poate scrie ecuația (1) în ipoteza $J =$ = const. și efectuînd substituțiile $J = f_1(GD^2)$ și $\omega = f_2\ (n)$ sub forma:

$$\frac{2\ M_k(1+\varepsilon)}{\frac{S}{S_k} + \frac{S_k}{S} + 2\varepsilon} = \frac{GD^2}{375}\ \frac{dn}{dt} + M_s, \qquad (7)$$

în care:

GD^2 este momentul de giratie total redus la arborele motorului;

n — turația, rot/min;

M_s — cuplul static (rezistent), restul notațiilor avînd aceeași semnificație ca în relația (6).

Din ecuația (7) se poate deduce valoarea accelerației unghiulare momentane: $\nu = \frac{d\omega}{dt}$ în funcție de turație, făcînd substituțiile:

$$S = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad \text{și} \quad \frac{dn}{dt} = \frac{30}{\pi}\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{30}{\pi} \cdot \nu,$$

rezultă:

$$\nu = \frac{375 \cdot \pi}{30}\left[\frac{2\ M_k(1+\varepsilon)\ S_k}{GD^2} \cdot \right. \qquad (8)$$

$$\left. \cdot \frac{n_0\ (n_0 - n)}{(n_0 - n)^2 + S_k^2 n_0^2 + 2\ \varepsilon\ n_0\ S_k\ (n_0 - n)} \cdot \frac{M_s}{GD^2}\right],$$

unde n_0 este turația de sincronism.

Accelerația medie în cazul cînd turația variază între două limite, de la valoarea n_1 pînă la valoarea n_2, pe o caracteristică artificială, poate fi exprimată prin relația:

$$\nu_{med} = \frac{\int_{n_1}^{n_2} \nu \cdot dn}{n_2 - n_1}. \qquad (9)$$

Rezultatul integrării primului termen al funcției $\nu = f\ (n)$, experimentată prin ecuația (8), este o expresie incomodă pentru calcul, avînd în vedere complexitatea ei, după cum arată relația (10):

$$\int_{n_1}^{n_2} \frac{(n_0 - n)\ dn}{(n_0 - n)^2 + S_k^2 n_0^2 + 2\ \varepsilon\ S_k\ (n_0 - n)\ n_0} =$$

$$= -\left| \frac{\frac{\varepsilon}{n_0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon}{n_0}\right)^2}} \operatorname{arctg} \frac{n - n_0 - \varepsilon \cdot S_k}{n_0\ S_k \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon}{n_0}\right)^2}} \right. - \qquad (10)$$

$$\left. - \frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{n - n_0 - \varepsilon\ S_k}{n_0\ S_k \sqrt{1 + \left(\frac{\varepsilon}{n_0}\right)^2}} \right)^2 \right] \right|_{n_1}^{n_2}.$$

Pentru majoritatea cazurilor practice însă putem neglija rezistența înfășurării statorice față de reactanțe și, în consecință, se poate admite:

$$\varepsilon \cong 0. \qquad (11)$$

În acest caz, expresia (10) devine:

$$\int_{n_1}^{n_2} \frac{(n_0 - n)\ dn}{(n_0 - n)^2 + S_k^2 n_0^2} = \left| -\frac{1}{2} \ln \left[1 + \left(\frac{n - n_0}{n_0\ S_k}\right)^2\right] \right|_{n_1}^{n_2} = \qquad (12)$$

$$= \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \frac{S_1^2}{S_k^2}}{1 + \frac{S_2^2}{S_k^2}}.$$

Respectiv, accelerația medie, ținînd seamă de relațiile (9) și (8), va avea expresia:

$$\nu_{med} = \frac{375\ \pi}{30\ GD^2}\left(M_k \frac{n_0}{\Delta_n} S_k\ \ln \frac{1 + \frac{S_1^2}{S_k^2}}{1 + \frac{S_2^2}{S_k^2}} - M_s \right), \qquad (13)$$

unde

$\Delta n = n_2 - n_1$ este intervalul de variație a turației pe caracteristica artificială dată.

Introducînd notația:

$$\xi = S_k\ \ln \frac{1 + \frac{S_1^2}{S_k^2}}{1 + \frac{S_2^2}{S_k^2}}, \qquad (14)$$

obținem pentru accelerația medie o relație de formă:

$$\nu_{med} = \frac{375\ \pi}{30\ GD^2}\left(M_k \frac{n_0}{\Delta n}\ \xi - M_s \right), \qquad (15)$$

unde $\Delta n = n_2 - n_1$ este intervalul de variație a turației pe caracteristica artificială luată în considerare.

Cunoscînd accelerația medie pentru intervalul de alunecări $S_1 - S_2$ pe una din caracteristicile artificiale, rezultă timpul de accelerare de la turația n_1 la turația n_2:

$$t_{12} = \frac{\pi \cdot \Delta \cdot n}{30 \cdot \nu_{med}} = \frac{GD^2 \cdot n}{375 \left(M_k \frac{n_0}{\Delta n} \xi - M_s \right)}. \quad (16)$$

Prin analogie cu relația (3) devine clar că în relația (16) s-a înlocuit cuplul variabil dezvoltat de motor M, printr-un cuplu mediu pentru intervalul de turații Δn, corespunzător limitelor de cuplu (maxim și minim) pe o anumită caracteristică artificială, avînd o valoare constantă:

$$M_{med} = M_k \frac{n_0}{\Delta n} \xi. \quad (17)$$

În acest fel, determinarea timpului de accelerare pe fiecare treaptă de rezistență se reduce la stabilirea factorului ξ care definește cuplul mediu pentru intervalul dat de alunecări, permițînd, în acest fel, utilizarea formulei clasice (3) fără erori apreciabile. Relația (16) permite, de exemplu, să se stabilească temporizarea releelor care comandă scurtcircuitarea treptelor de rezistență sau să se calculeze accelerația prin însumarea timpilor de demaraj pe fiecare treaptă și raportarea vitezei finale la această sumă.

Timpul total de demaraj poate fi exprimat prin relația:

$$t = \frac{GD^2}{375\, M_k} \left(\frac{n_1}{\frac{n_0}{\Delta n_1} \xi_1 - \frac{M_s}{M_k}} + \frac{n_2}{\frac{n_0}{\Delta n_2} \xi_2 - \frac{M_s}{M_k}} + \ldots \right), \quad (18)$$

unde Δn_1; Δn_2; .....; ξ_1; ξ_2;..... sînt valori corespunzătoare treptelor de rezistență.

În cazul pornirii directe a unui motor cu rotorul în scurtcircuit, expresia factorului ξ se simplifică mult, devenind posibilă construirea unei diagrame $\xi = \varphi(S_k)$ univesale pentru motoarele de acest tip. Într-adevăr, substituind în expresia (14) $S_1 = 1$ și $S_2 = S_n$, obținem, neglijînd termenul $\left(\frac{S_n}{S_k}\right)^2$ față de 1:

$$\xi = S_k \ln \left(1 + \frac{1}{S_k^2}\right). \quad (19)$$

Timpul de demaraj devine în acest caz, ținînd seamă că $n = n_N$ și considerînd $\frac{n_0}{n_N} \cong 1$:

$$t_d = \frac{GD^2 \cdot n_N}{375\ (M_k\, \xi - M_s)}, \quad (20)$$

unde cuplul mediu dezvoltat de motor în cursul perioadei de demaraj este:

$$M_{med} = \xi \cdot M_k. \quad (21)$$

Funcția $\xi = \varphi(S_k)$ se poate reprezenta grafic fiind utilă pentru stabilirea timpului de demaraj al oricărui motor asincron cu rotor în scurtcircuit. Cu toate acestea trebuie făcută remarca privind valabilitatea relativă și întrucîtva limitată a relațiilor (20) și (16).

Egalitățile amintite echivalează accelerația medie în raport cu turația (respectiv alunecarea) și accelerația medie în raport cu timpul. În realitate, turația motorului la pornire nefiind o funcție liniară de timp, pot exista diferențe apreciabile între accelerația medie în raport cu timpul și accelerația medie în raport cu alunecarea.

De asemenea, pentru motoarele cu rotor în scurtcircuit și bare înalte, în colivia rotorică, la fel ca și pentru motoarele de putere mică, avînd o valoare ridicată a rezistenței statorice, ecuațiile (11) și (12) își pierd valabilitatea, iar timpul de pornire rămîne să fie determinat grafic.

Tabela 1

Mărime determinată / Metoda utilizată	$\frac{M_{med}}{M_n}$	t_p, s
Aproximarea caracteristicilor mecanice prin drepte	1,4	1,08
Determinarea analitică a cuplului mediu de demaraj	1,42	1,04
Integrarea grafică a caracteristicilor mecanice reale	1,45	0,99

Tabela 1 cuprinde datele referitoare la cuplurile medii și timpii de pornire, obținute pentru un motor asincron de macara, cu inele, tip M_2 61 — 6, fabricație U.M.E.B., prin cele trei metode.

După cum se observă prin compararea rezultatelor cuprinse în tabelă, metodele analitice prezentate dau rezultate pe deplin satisfăcătoare.

Stabilirea timpului de pornire s-a efectuat pentru următoarele date:

— motor tip M_2 61 — 6; $P_n = 16$ kW; $n_s = 1000$ rot/min;
— rezistență: ZR 6·4; $R_t = 2{,}31$ Ω/fază.
— $M_s = 0{,}7\ M_n$; $GD_t^2 = 4$ kgm².

Problema cuplului mediu de pornire poate fi pusă și invers: fiind impusă o anumită accelerație de pornire, să se determine cuplul mediu necesar și rezistențele de pornire care asigură acest cuplu. Accelerația poate să apară ca mărime inițială impusă, mai ales la proiectarea acționării ascensoarelor, mașinilor de ridicat miniere etc.

În acest caz, mărimea acceleraţiei determină nemijlocit valoarea cuplului mediu de pornire necesar, a cărui expresie (17), substituindu-se n_0 şi Δ_n, funcţie de alunecări va fi:

$$\frac{M_{med}}{M_k} = \frac{1}{\frac{S_n - S_{n+1}}{S_k}} \ln \frac{\left(\frac{S_n}{S_k}\right)^2 + 1}{\left(\frac{S_{n+1}}{S_k}\right)^2 + 1}, \qquad (22)$$

unde S_n şi S_{n+1} sînt alunecările corespunzătoare cuplurilor limită pe caracteristica naturală.

Ţinînd seamă de relaţia dintre alunecări:

$$\frac{S_{n+1}}{S_k} = \left(\frac{S_n}{S_k}\right)^{\frac{n+1}{n}} \left(\frac{S_k}{S_0}\right)^{\frac{1}{n}}, \qquad (23)$$

unde S_0 fiind alunecarea iniţială a motorului la pornire (obişnuit $S_0 = 1$), se poate forma un sistem de două ecuaţii (22) şi (23) cu necunoscutele S_n şi S_{n+1}. După determinarea acestor necunoscute se pot stabili uşor cuplurile limită M_1 şi M_2, respectiv treptele de rezistenţă căutate.

Deoarece rezolvarea sistemelor de ecuaţii (22) şi (23) este dificilă, se poate face apel la metode grafice.

Construindu-se graficele funcţiilor:

$\frac{S_{n+1}}{S_k} = f_1\left(\frac{S_n}{S_k}\right)$ şi $\frac{S_{n+1}}{S_k} = f_2\left(\frac{S_n}{S_k}\right)$, reprezentate de ecuaţiile (22), (23), coordonatele punctului de intersecţie vor determina soluţiile: $\frac{S_n}{S_k}$ şi $\frac{S_{n+1}}{S_k}$, care, la rîndul lor, determină limitele de variaţie ale cuplului şi treptele de rezistenţă.

Bibliografie

[1] *Beldiman, N. F.* Rasciot puscovîh soprotivlenii v rotore asinhronnove dvigatelia. In: Elektrotehnika, nr. 3, 1965.

[2] *Braşovan, N.* Acţionări electromecanice. Ediţia 1967.

[3] *Mencov, B. V.* K voprosu opredelenia vremeni puska asinhronnovo dvigatelia. În: Elektrotehnika, nr. 4, 1965.

[4] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. IV. Bucureşti, Editura tehnică, 1960.

[5] *Siromeatnicov, I. A.* Rejimî raboti asinhronnîh Elektrodvigatelei. Moscova, Gosenergoizdat, 1955.

[6] *Veşenevski, S. N.* Rasciot harakteristik i soprotivlenii dlea elektrodvigatelei.

[7] *Ungrun, F.* Gleichlaufschaltungen von Asynchronmotoren.

[8] *Hellmut Ernst.* Die Hebezeuge, vol. I.

Intrat în redacţie la 21. VIII. 1967

Contribuţii la teoria vibratorului electromagnetic sincron polarizat

Carol Saal * — Braşov

CZ 621.318.33.025.4.001.24

Vibratorul electromagnetic sincron polarizat reprezintă un dispozitiv care poate produce energie mecanică oscilantă, obţinută prin transformarea energiei electromagnetice, primită de la o reţea monofazată de curent alternativ. În principiu, un vibrator electromagnetic sincron polarizat se compune dintr-o înfăşurare solenoidală de curent alternativ, înfăşurare denumită de lucru, şi o înfăşurare solenoidală de curent continuu, de polarizare sau premagnetizare, dispuse pe un stator feromagnetic lamelat (fig. 1). O armătură feromagnetică poate oscila, sub influenţa forţei electromagnetice pulsatorii, fiind, de obicei, suspendată prin intermediul unor resoarte helicoidale. Vibratoarele electromagnetice utilizate, în principal, la acţionarea sistemelor mecanice vibrante, se prezintă într-o multitudine de forme constructive, cu miezul în ⊓ sau E.

Deşi unii autori constată apartenenţa vibratoarelor la maşinile electrice [1], alţi autori o confirmă [2], [4], [5] sau nu-şi exprimă punctul de vedere [3]. Apreciem ca justificat punctul de vedere care sesizează diferenţa dintre vibratoarele electromagnetice şi maşinile electrice liniare cu mişcare alternativă, doar ca o diferenţă constructivă sau de destinaţie şi nu de principiu.

Teoria vibratoarelor electromagnetice polarizate a fost expusă, parţial, în unele lucrări de

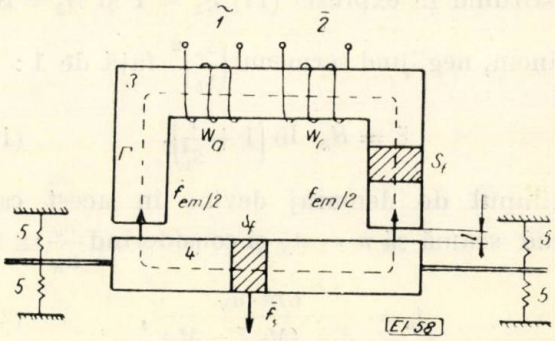


Fig. 1 Vibrator electromagnetic sincron polarizat, cu miez în ⊓:

1 — înfăşurarea de lucru (de curent alternativ); *2* — înfăşurarea de polarizare (de curent continuu); *3* — jug statoric; *4* — armătură; *5* — resoarte.

* Ing. *C. Saal* este conferenţiar la Catedra de electrotehnică a Institutului politehnic — Braşov.

către P. Boucherot [4], A. Moskvitin [5] şi M. Russenberger [2], fără a se stabili însă ecuaţiile de funcţionare a acestora şi a se deduce ulterior, pe baza rezolvării sistemului de ecuaţii diferenţiale, comportarea, performanţele şi particularităţile vibratoarelor. Se poate menţiona, de asemenea, că nu au fost precizate cu claritate premisele de calcul şi limitele valabilităţii teoriei elaborate.

În acest articol se stabilesc ecuaţiile de funcţionare a vibratorului, după precizarea ipotezelor de calcul şi se rezolvă aproximativ sistemul de ecuaţii diferenţiale pentru cazul unor amplitudini mici ale armăturii, care oscilează fără a lovi în stator. Trasarea unor diagrame de fazori şi analiza cazurilor importante de funcţionare a vibratorului în regim permanent permit scoaterea în evidenţă a comportării acestuia.

1. Premise de calcul

Teoria exactă a vibratoarelor electromagnetice constituind o problemă foarte complexă, se vor adopta unele premise simplificatoare de calcul. Pentru găsirea legilor de mişcare a armăturii şi de variaţie a curentului în înfăşurarea de lucru, se va presupune că, în prealabil, s-au terminat procesele tranzitorii electromagnetice. Intrefierul instantaneu se va considera uniform, egal cu l, de secţiune egală cu cea a suprafeţei polare. Fluxul magnetic fascicular va fi considerat în întregime util, neglijîndu-se fluxul de dispersie magnetică, ceea ce, pentru întrefieruri mici şi în lipsa saturaţiei magnetice a miezului feromagnetic, se poate admite într-o teorie simplificată. Fluxul magnetic fascicular va fi apreciat ca suma fluxurilor magnetice fasciculare produse de cele două înfăşurări, de lucru şi de polarizare.

În ceea ce priveşte forţa electromagnetică instantanee, aceasta va fi considerată de tip Maxwell, proporţională cu pătratul fluxului magnetic instantaneu.

2. Ecuaţiile de funcţionare

Fie forţa electromagnetică instantanee, care acţionează asupra armăturii f_{em}. Dacă l semnifică întrefierul instantaneu dintre armătură şi unul din polii statorici, notînd cu x deplasarea instantanee a armăturii în raport cu poziţia sa de repaus, se poate scrie:

$$l = l_0 - x, \tag{2-1}$$

l_0 fiind întrefierul de repaus. Este evident că:

$$f_{em} = f_{em}(l, t) = F(t), \tag{2-2}$$

adică este o funcţie de timp şi de poziţia armăturii, dată de valoarea lui l. Deoarece l este, la rîndul său, o funcţie de timp, prin intermediul lui x, este îndreptăţită considerarea lui f_{em} ca o funcţie $F(t)$ de timp; cunoaşterea funcţiei $F(t)$ implică cunoaşterea prealabilă a lui $x(t)$.

Notînd cu w_a, w_c numerele de spire ale înfăşurărilor de curent alternativ, respectiv de curent continuu, cu i_a, I_c curenţii din aceste înfăşurări, cu S_f secţiunea de fier a miezului şi cu Φ fluxul magnetic fascicular instantaneu, aplicînd legea circuitului magnetic conturului Γ al unei linii de cîmp magnetic util, se obţine:

$$w_a i_a + w_c I_c \simeq 2\, l H_i = 2\,(l_0 - x)\, H_i = \tag{2-3}$$

$$= 2(l_0 - x)\frac{\Phi}{\mu_0 S_f},$$

H_i fiind cîmpul magnetic în întrefier. Notînd cu k_i raportul:

$$k_i = w_a / w_c, \tag{2-4}$$

relaţia (2-3) devine:

$$i_a = \frac{l_0 - x}{k_0}\Phi - I_c', \tag{2-3'}$$

unde:

$$k_0 = \frac{1}{2}\mu_0 S_f w_a; \quad I_c' = I_c / k_i. \tag{2-5}$$

Relaţia (2-3') reprezintă legea de variaţie a curentului din înfăşurarea de lucru, în funcţie de x, deplasarea instantanee a armăturii faţă de poziţia de repaus, şi de fluxul fascicular instantaneu util Φ. Ea poate fi scrisă şi sub forma:

$$\Phi = \Phi_a + \Phi_c = \frac{k_0 i_a}{l_0 - x} + \frac{k_0 I_c'}{l_0 - x}, \tag{2-6}$$

unde prin Φ_a şi Φ_c s-au notat contribuţiile înfăşurărilor de curent alternativ, respectiv continuu, la formarea fluxului fascicular.

Legea inducţiei electromagnetice sub formă integrală, aplicată conturului închis format de linia mediană a conductorului înfăşurării de lucru şi o linie a tensiunii la borne, permite să se obţină ecuaţia tensiunilor:

$$w_a \cdot \frac{d\Phi}{dt} + R_a i_a = u_a, \tag{2-7}$$

R_a fiind rezistenţa activă a înfăşurării de lucru, iar u_a — tensiunea la bornele acesteia.

În ecuaţia de mişcare, a treia ecuaţie importantă în funcţionarea vibratorului studiat, un element remarcabil este forţa electromagnetică instantanee f_{em}. Cu ipoteza admisă că ea este de tip Maxwell, se obţine:

$$f_{em} = k(\Phi_a + \Phi_c)^2 = k(\Phi_a^2 + 2\,\Phi_a\Phi_c + \Phi_c^2), \tag{2-8}$$

cu:

$$k = 1/\mu_0 S_f.$$

Luînd în considerare expresiile lui Φ_a şi Φ_c (relaţia (2-6)), se obţine:

$$f_{em} = \frac{kk_0^2}{(l_0 - x)^2}(I_c'^2 + 2I_c'i_a + i_a^2). \quad (2\text{-}8')$$

Ecuaţia generală de mişcare a armăturii va fi:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + \beta\frac{dx}{dt} + k_r x + f_s = f_{em}, \quad (2\text{-}9)$$

unde:

m este masa armăturii (eventual corectată, pentru a ţine seamă şi de masa resoartelor);

β — factorul de frecare vîscoasă;

k_r — constanta de rigiditate echivalentă a resoartelor;

f_s — forţa static rezistentă a receptorului mecanic.

Relaţia (4-9) mai poate fi pusă şi sub forma:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \rho\frac{dx}{dt} + \gamma x + f_{s0} = f_{em}/m, \quad (2\text{-}9')$$

cu:

$$\rho = \beta/m; \quad \gamma = k_r/m; \quad f_{s0} = f_s/m. \quad (2\text{-}10)$$

Eliminînd curentul i_a între ecuaţiile (2-3') şi (2-7), se obţine:

$$w_a \cdot \frac{d\Phi}{dt} - B\Phi x + Bl_0\Phi = u_a + R_a I_c', \quad (2\text{-}11)$$

unde s-a notat:

$$B = B_a/k_0. \quad (2\text{-}12)$$

Ecuaţiile (2-9'), (2-11), completate cu ecuaţia (2-3') sau (2-6), constituie un sistem de ecuaţii diferenţiale, care, cu toate ipotezele de calcul simplificatoare, nu poate fi integrat exact pe cale analitică. Recurgerea la dezvoltări în serie de puteri nu poate fi luată în considerare, seriile obţinute fiind slab convergente, iar pe de altă parte coeficienţii puterilor fiind greoi de determinat; în plus, se pierde sesizarea de ansamblu a comportării vibratorului. O astfel de rezolvare s-ar putea admite doar pentru o tensiune u = const., cum se utilizează în unele studii cu privire la regimul dinamic al electromagneţilor.

3. Rezolvarea aproximativă a ecuaţiilor de funcţionare

În ideea obţinerii unui sistem integrabil de ecuaţii diferenţiale se va admite că deplasarea instantanee rămîne, în valoare absolută, mult mai mică decît întrefierul l_0 de repaus:

$$|x| \ll l_0; \quad (3\text{-}1)$$

prin urmare, cele ce urmează se referă la amplitudini mici ale armăturii vibratorului, în raport cu întrefierul mediu l_0 al acestuia. Cu această ipoteză, fluxul magnetic fascicular, dat de relaţia (2-6), poate fi scris aproximativ:

$$\Phi = \frac{k_0(i_a + I_c')}{l_0 - x} \simeq \frac{k_0}{l_0}(i_a + I_c')\left(1 + \frac{x}{l_0}\right),$$

avînd în vedere că $(1-y)^{-1} \approx 1 + y$, dacă $|y| \ll 1$. Aşadar, relaţia anterioară se transformă în:

$$\Phi = \underbrace{\frac{k_0 I_c'}{l_0}}_{\Phi_0} + \underbrace{\frac{k_0}{l_0}\left(1 + \frac{x}{l_0}\right) i_a}_{\Phi_a} + \underbrace{\frac{k_0}{l_0^2} \cdot I_c' x}_{\Phi_{1c}}. \quad (3\text{-}2)$$

Cu observaţia că Φ_a poate fi aproximat şi mai mult,

$$\Phi_a \simeq \frac{k_0}{l_0} i_a. \quad (3\text{-}3)$$

Partea variabilă Φ_v a fluxului conţine două componente, Φ_a şi Φ_{1c}:

$$\Phi_v = \Phi_a + \Phi_{1c} = \frac{k_0}{l_0} i_a + \frac{k_0}{l_0^2} I_c' x, \quad (3\text{-}3')$$

prima în fază cu curentul i_a din bobina de lucru şi a doua, Φ_{1c}, în fază cu deplasarea instantanee a armăturii, dacă aceste mărimi sînt armonice.

Ecuaţia tensiunilor (2-11), dacă se neglijează căderea de tensiune activă, care, în general, este doar de ordinul a 3—5% din tensiunea aplicată, la frecvenţa de 50 Hz, devine:

$$w_a \frac{d\Phi}{dt} = w_a \frac{d\Phi_v}{dt} = u_a. \quad (3\text{-}4)$$

Prin eliminarea fluxului magnetic între ecuaţiile (3-3') şi (3-4), se ajunge la următoarea ecuaţie a tensiunilor:

$$w_a \frac{d\Phi_{1c}}{dt} + w_a \frac{d\Phi_a}{dt} = AI_c'\frac{dx}{dt} + C\frac{di_a}{dt} = u_a, \quad (3\text{-}5)$$

unde s-au introdus notaţiile:

$$A = w_a k_0/l_0^2; \quad C = w_a k_0/l_0 = Al_0. \quad (3\text{-}6)$$

Ecuaţia tensiunilor (3-5) este susceptibilă unei interpretări: tensiunea u_a de borne a înfăşurării de curent alternativ egalează suma a două căderi de tensiune:

$$u_1 = AI_c'\frac{dx}{dt} \quad (3\text{-}7)$$

şi

$$u_2 = C\frac{di_a}{dt}. \quad (3\text{-}8)$$

Căderea de tensiune u_1, în fază cu viteza armăturii, deci defazată cu $\frac{\pi}{2}$ rad în avans faţă de deplasarea instantanee x a acesteia, în regim sinusoidal, poate fi desemnată drept

o *componentă de mișcare*, ea fiind datorită mișcării armăturii și prezenței curentului continuu în înfășurarea de polarizare. Componenta de mișcare u_1 a tensiunii se anulează dacă armătura este imobilă, are o viteză constantă sau dacă curentul de polarizare este nul. Componenta u_2, care este sinfazică cu viteza instantanee de variație a curentului din bobina de lucru a vibratorului, poate fi privită ca o componentă a căderii de tensiune produsă prin autoinducție, prezența ei datorindu-se variației curentului alternativ. Această componentă constituie o *componentă de transformare*. De altfel, căderile de tensiune u_1 și u_2 corespund variației fluxurilor Φ_{1c}, respectiv Φ_a (3-2)).

În ceea ce privește ecuația de mișcare (2-9') se face observația că expresia forței electromagnetice instantanee (2-8) sau (2-8') poate fi simplificată, deoarece în practică:

$$\Phi_a \ll \Phi_c \quad \left(i_a \ll I'_c = \frac{w_c}{w_a} I_c\right),$$

ceea ce permite să se scrie:

$$f_{em} \simeq k(\Phi_c^2 + 2\,\Phi_a\,\Phi_c) \simeq k(\Phi_0^2 + 2\,\Phi_0\,\Phi_a + 2\,\Phi_0\,\Phi_{1c}) = k\left(\frac{k_0^2 I_c'^2}{l_0^2} + 2\frac{k_0^2}{l_0^2} I'_c i_a + 2\frac{k_0^2}{l_0^3} I_c'^2\, x\right);$$

mai sus s-au neglijat termenii $2\,\Phi_a\,\Phi_{1c}$, Φ_{1c}^2, care rezultă din dezvoltarea primei paranteze, dat fiind că s-a presupus $|x| \ll l_0$. Ecuația de mișcare se transformă în:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \rho\frac{dx}{dt} + \gamma x = A_1 + B_1 i_a + C_1 x, \quad (3\text{-}9)$$

dacă se consideră forța f_{s0} nulă (funcționare în gol) sau cuprinsă în termenii membrului stîng, respectiv în parametrii ρ și γ. Mai sus:

$$A_1 = \frac{k k_0^2 I_c'^2}{l_0^2 m}\;;\quad B_1 = \frac{2 k k_0^2 I'_c}{l_0^2 m} = 2A_1/I'_c\;;\quad C_1 = \frac{2 k k_0^2 I_c'^2}{l_0^3 m} = 2\,A_1/l_0. \quad (3\text{-}10)$$

Componenta variabilă a forței electromagnetice este:

$$f_{em\,v} = m(B_1 i_a + C_1 x) = B'_1 i_a + C'_1 x, \quad (2\text{-}8'')$$

cu:

$$B'_1 = mB_1\;;\quad C'_1 = mC_1. \quad (3\text{-}10')$$

În concluzie, pentru amplitudini mici ale deplasării armăturii în raport cu întrefierul l_0 mediu, ecuațiile simplificate de funcționare ale vibratorului electromagnetic polarizat, sînt:

— *ecuația fluxurilor*: $\Phi = \Phi_0 + \Phi_a + \Phi_{1c}$, (3-2');

— *ecuația tensiunilor*: $u_a = AI'_c\frac{dx}{dt} + C\frac{di_a}{dt}$, (3-5);

— *ecuația de mișcare*: $\frac{d^2x}{dt^2} + \rho\frac{dx}{dt} + \gamma_1 x = A_1 + B_1 i_a$, (3-9')

unde $\gamma_1 = \gamma - C_1$. Diversele componente care apar în ecuațiile fluxurilor sau tensiunilor trebuie interpretate ca niște mărimi de calcul, fără o existență fizică reală.

Presupunînd tensiunea u_a de borne la înfășurarea de lucru ca o funcție armonică de forma:

$$u_a = U\sqrt{2}\cdot\cos\omega t, \quad (3\text{-}11)$$

din ecuația tensiunilor (3-5) rezultă:

$$i_a = \frac{1}{C}\int\left(u_a - AI'_c\frac{dx}{dt}\right)dt = \frac{U\sqrt{2}}{\omega C}\sin\omega t - \frac{AI'_c}{C}(x + C_0),$$

C_0 fiind o constantă de integrare, de natura unei deplasări. Impunînd condițiile inițiale:

$$i_a(0) = 0, \qquad x(0) = 0, \quad (3\text{-}12)$$

rezultă $C_0 = 0$ și deci:

$$i_a = \frac{U\sqrt{2}}{\omega C}\sin\omega t - \frac{AI'_c}{C}x. \quad (3\text{-}13)$$

Relația precedentă arată că curentul i_a din înfășurarea de lucru, în regim permanent, are o componentă $i_{am} = -(AI'_c/C)x$ în opoziție de fază față de deplasarea instantanee a armăturii (se consideră ca sens pozitiv al curentului din înfășurarea de lucru sensul curentului care produce un cîmp magnetic de același sens cu cîmpul produs de înfășurarea de polarizare). Amplitudinea componentei i_{am}, care depinde de legea de mișcare a armăturii, este direct proporțională cu curentul continuu raportat la înfășurarea de lucru I'_c, din înfășurarea de polarizare, cum și cu cursa armăturii. Este evidentă dispariția componentei i_{am}, *componentă de mișcare* a curentului de lucru, o dată cu absența mișcării armăturii. Componenta $i_{ar} = \frac{U\sqrt{2}}{\omega C}\sin\omega t$, cu care este egal curentul i_a cînd armătura este imobilă, poate fi denumită *componentă de repaus*, această componentă fiind complet reactivă, în cuadratură în urmă față de tensiunea u_a.

Eliminînd curentul i_a între ecuațiile (3-9') și (3-13), se obține:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \rho\frac{dx}{dt} + \gamma x = A_1 + \frac{\sqrt{2}\cdot B_1 U}{\omega C}\sin\omega t, \quad (3\text{-}14)$$

efectuarea calculelor arătînd că:

$$\gamma_1 + \frac{AB_1I'_c}{C} = \gamma - C_1 + \frac{AB_1I'_c}{C} = \gamma,$$

adică:

$$C_1 = \frac{AB_1I'_c}{C} = \frac{\mu_0 S_f (w_c I_c)^2}{2l_0^3 m}.$$

Soluţia corespunzătoare regimului permanent al ecuaţiei (3-14) este de forma:

$$x' = X_{10} + X_m \sin(\omega t - \alpha), \quad (3\text{-}15)$$

cu:

$$X_{10} = \frac{\mu_0 S_f (w_c I_c)^2}{4 k_r l_0^2} = A_1/\gamma; \quad (3\text{-}16)$$

$$X_m = \frac{\sqrt{2}\cdot B_1 U}{\omega C\sqrt{\omega^2\rho^2 + (\gamma - \omega^2)^2}} =$$

$$= \frac{\sqrt{2}.m\,(w_c I_c)U}{\omega\,(\mu_0 l_0 S_f)^2 w_a^3\sqrt{\omega^2\beta^2 + (k_r - \omega^2 m)^2}}; \quad (3\text{-}17)$$

$$\alpha = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\omega\rho}{\gamma - \omega^2}\right) = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{\omega\beta}{k_r - m\omega^2}\right). \quad (3\text{-}18)$$

În regim permanent, mişcarea armăturii, cu premisele de calcul adoptate, are loc după o lege sinusoidală, dar nu în jurul întrefierului de repaus l_0, ci în jurul unui întrefier mai mic, $l_0 - X_{10}$, cu o amplitudine direct proporţională cu solenaţia înfăşurării de curent continuu şi cu tensiunea eficace de borne a înfăşurării de lucru. Amplitudinea maximă se va atinge la rezonanţa mecanică, pentru pulsaţia $\omega = (k_r/m)^{\frac{1}{2}}$, pentru ceilalţi parametri nemodificaţi.

Efectuînd o schimbare a originei axei x-lor, într-un punct situat la distanţa X_{10} spre polii statorici, faţă de poziţia de repaus a armăturii, deplasarea instantanee a acesteia va fi dată de relaţia:

$$x = x' - X_{10} = X_m \sin(\omega t - \alpha). \quad (3\text{-}19)$$

Eliminînd pe x între egalităţile (3-19) şi (3-13), se obţine legea de variaţie a curentului i_a în funcţie de timp, în regim permanent:

$$i_a = I_m \cos(\omega t - \varphi) = I'_{1m} \sin\omega t + I'_{2m} \cos\omega t, \quad (3\text{-}20)$$

unde:

$$I'_{1m} = I_{1m} - I_{2m}\cos\alpha; \quad I'_{2m} = I_{2m}\sin\alpha; \quad (3\text{-}21)$$

$$I_{1m} = \frac{U\sqrt{2}}{\omega C} = \frac{2\sqrt{2}\cdot l_0 U}{\mu_0 \omega S_f w_a^2};$$

$$I_{2m} = \frac{AI'_c X_m}{C} = \frac{\sqrt{2}\cdot m(w_c I_c)^2 U}{l_0\omega(\mu_0 l_0 S_f)^2 w_a^4\sqrt{\omega^2\beta^2 + (k_r - \omega^2 m)^2}}. \quad (3\text{-}22)$$

Suplimentar, avem:

$$I_m = \sqrt{I'^2_{1m} + I'^2_{2m}} = \sqrt{I^2_{1m} - 2I_{1m}I_{2m}\cos\alpha - I^2_{2m}}; \quad (3\text{-}23)$$

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{I'_m}{I'_{2m}}\right) = \operatorname{arc\,tg}\left(\frac{I_{1m} - I_{2m}\cos\alpha}{I_{2m}\sin\alpha}\right).$$

Din examinarea relaţiilor (3-20), este vizibilă descompunerea curentului instantaneu de lucru i_a în două componente în cuadratură:

$$i_a = i_{aR} + i_{aA}; \quad (3\text{-}20')$$

componenta:

$$i_{aR} = I'_m \sin\omega t = (I_{1m} - I_{2m}\cos\alpha)\sin\omega t \quad (3\text{-}24)$$

este defazată cu $\frac{1}{2}\pi$ rad în urma tensiunii de borne (3-11) a înfăşurării de lucru, iar componenta activă:

$$i_{aA} = I'_{2m}\cos\omega t = I_{2m}\sin\alpha\cos\omega t \quad (3\text{-}25)$$

se află în concordanţă de fază cu tensiunea u_a, fiind defazată cu $\frac{1}{2}\pi$ rad înainte, faţă de componenta i_{aR}.

Apare evidentă posibilitatea realizării unui factor de putere unitar, din analiza relaţiei (3-23$_2$), care are loc pentru:

$$I'_{1m} = I_{1m} - I_{2m}\cos\alpha = 0,$$

adică pentru

$$\alpha = \arccos(I_{1m}/I_{2m}). \quad (3\text{-}26)$$

4. Diagrame de fazori

Înainte de a trece la trasarea unor diagrame de fazori, corespunzători în regim permanent sinusoidal mărimilor mecanice, electrice sau magnetice de aceeaşi pulsaţie ale vibratorului, se atrage atenţia asupra faptului că $f_{em\,v}$, componenta variabilă a forţei electromagnetice instantanee, şi Φ_v, componenta variabilă a fluxului magnetic fascicular, sînt sinfazice. Într-adevăr, avînd în vedere relaţia (2-8''), se poate scrie:

$$f_{em\,v} = B'_1 i_a + C'_1 x = \frac{2kk_0^2 I'_c}{l_0^2}\left(i_a + \frac{I'_c}{l_0}x\right);$$

din egalitatea (3-3') rezultă:

$$\Phi_v = \Phi_a + \Phi_{1c} = \frac{k_0}{l_0}\left(i_a + \frac{I'x}{l_0}\right); \quad (4\text{-}1)$$

prin urmare,

$$f_{em\,v} = \frac{2kk_0 I'_c}{l_0}\cdot\Phi_v = H_0\,\Phi_v, \quad (4\text{-}2)$$

unde:

$$H_0 = \frac{2kk_0 I'_c}{l_0} = \frac{w_c I_c}{l_0}. \quad (4\text{-}3)$$

Luînd ca origine de fază viteza instantanee:

$$v = \frac{dx}{dt} = \omega X_m \cos(\omega t - \alpha),$$

diagrama de fazori, într-o reprezentare polară a vibratorului electromagnetic polarizat se va obţine astfel: la $\frac{1}{2}\pi$ rad în urma fazorului $\underline{V}$, imagine a vitezei instantanee, se va trasa fazorul $\underline{X}$, imagine a deplasării instantanee a armăturii. Ecuaţia fluxurilor (3-3′) duce la construcţia notată cu *1*, iar ecuaţia tensiunilor (3-5), la construcţia notată cu *2* (fig. 2), fazorii tensiunilor fiind rotiţi cu $\frac{1}{2}\pi$ rad înainte faţă de fazorii fluxurilor corespondente.

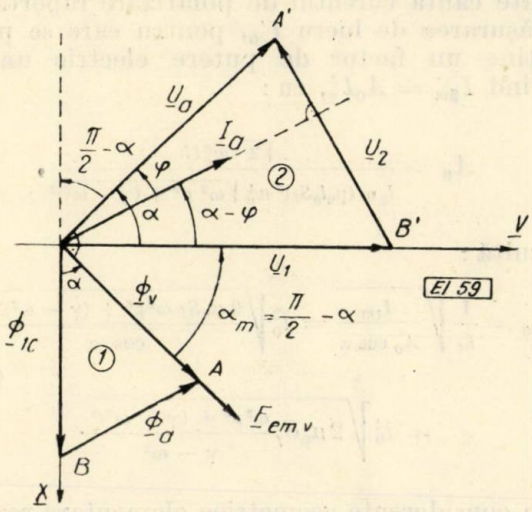


Fig. 2 Diagrama polară de fazori a vibratorului electromagnetic polarizat.

Alte diagrame de fazori, corespunzătoare unor regimuri particulare, se indică în continuare.

5. Funcţionarea vibratorului

În funcţionarea vibratorului electromagnetic polarizat intervin trei regimuri de funcţionare importante.

I. Funcţionarea în regim de putere activă P constantă preluată de la reţea, pentru o amplitudine X_m a mişcării armăturii constantă şi un curent de polarizare constant, însă cu o tensiune eficace de alimentare U variabilă. Unghiul de defazaj mecanic, dintre componenta variabilă a forţei electromagnetice instantanee $f_{em\,v}$ şi viteza instantanee v a armăturii,

$$\alpha_m = \sphericalangle \underline{F}_{em\,v}, \underline{V} = \tfrac{1}{2}\pi - \alpha \qquad (5\text{-}1)$$

poate fi variabil, datorită modificării parametrilor pe care-i conţine impedanţa mecanică internă $\underline{Z}_a$ a vibratorului,

$$\underline{Z}_v = \underline{F}_{emv}/\underline{V}; \qquad (5\text{-}2)$$

este evident că:

$$\alpha_m = \arg(\underline{Z}_v). \qquad (5\text{-}3)$$

II. Funcţionarea sub un defazaj mecanic α_m constant (respectiv $\alpha = \text{const.}$), valoarea eficace Φ_{ve} a componentei variabile Φ_v a fluxului magnetic fascicular fiind variabilă, ca şi curentul de polarizare I'_c.

III. Funcţionarea sub un defazaj mecanic α_m variabil (α variabil), însă cu o forţă electromagnetică eficace constantă.

Se trece la analiza acestor cazuri.

Cazul I ($P = const.$; $I'_c = const.$; $X_m = const.$)

În ipoteza admisă a neglijării pierderilor, puterea P, absorbită de la reţea, trebuie să egaleze puterea mecanică activă furnizată receptorului mecanic de către vibrator:

$$P = UI\cos\varphi = UI_{aA} = F_{em\,v}\, V\cos\alpha_m = \text{const.}, \qquad (5\text{-}4)$$

$F_{em\,v}$ şi V fiind valorile eficace ale părţii variabile a forţei electromagnetice $f_{em\,v}$, respectiv a vitezei v a armăturii. Cum $V = \frac{\omega X_m}{\sqrt{2}}$, iar $F_{em\,v} = H_0\,\Phi_{ve}$, rezultă că locul geometric al extremităţii fazorului $\underline{F}_{em\,v}$ descrie dreapta Δ_1, paralelă cu fazorul $\underline{X}$ al deplasării armăturii (fig. 3), deoarece componenta activă eficace după viteză a părţii variabile a forţei electromagnetice, $F_{em\,v}\cos\alpha_m = F_{em\,v}\sin\alpha$, trebuie să rămînă invariabilă, în baza relaţiei (5-4).

Această concluzie impune şi o componentă constantă după viteză a fazorului $\underline{\Phi}_v$, a cărui extremitate va descrie deci o dreaptă paralelă cu Δ_1 sau fazorul $\underline{X}$.

La rezonanţa mecanică ($\alpha_m = 0$), extremitatea D a fazorului $\underline{F}_{em\,v}$ se va găsi în D', acest fazor trecînd atunci printr-un minim ca modul; fazorul $\underline{U}_a$ va fi aşezat pe aceeaşi dreaptă cu fazorul $\underline{X}$, dar dirijat în sens invers acestuia, cu extremitatea în G''.

În ceea ce priveşte tensiunea eficace U, de la bornele înfăşurării de lucru, din relaţiile (5-4), (3-25) se obţine:

$$UI_{aA} = \frac{UI_{2m}\sin\alpha}{\sqrt{2}} = \frac{AI'_c}{\sqrt{2}\cdot C}\, UX_m \sin\alpha = \qquad (5\text{-}5)$$

$$= \frac{I'_c}{\sqrt{2}\cdot I_0}\, UX_m \sin\alpha = \text{const.}$$

Pentru ca amplitudinea X_m să fie constantă, o dată cu curentul de polarizare raportat I'_c, trebuie ca:

$$U\sin\alpha = = U\cos\alpha_m = \text{const.} \qquad (5\text{-}6)$$

Tensiunea eficace $U = |\underline{U}_a|$ cea mai mică necesară realizării unei amplitudini constante va fi atinsă la rezonanţa mecanică, deoarece atunci $\cos\alpha_m = 1$; extremitatea G a fazorului

$\underline{U}_a$ descrie dreapta Δ_2, paralelă la fazorul vitezei $\underline{V}$, care trece prin punctul G'' (fig. 3) ($OG'' = U \sin \alpha = U \cos \alpha_m$).

În ceea ce priveşte factorul de putere electric $\cos\varphi$, cu care lucrează vibratorul, deoarece $\sphericalangle OAB = \frac{1}{2}\pi - \varphi$, iar modulul fazorului $\underline{\Phi}_{1c}$, egal cu valoarea eficace Φ_{1ce} a componentei Φ_{1c} a fluxului magnetic fascicular este:

$$\Phi_{1ce} = |\underline{\Phi}_{1c}| = \frac{k_0 I'_c X_m}{l_0^2 \sqrt{2}} = \text{const.}, \qquad (5\text{-}7)$$

rezultă că poziţia extremităţii A a fazorului $\underline{\Phi}_v$, din diagrama de fazori prezentată în figura 3, indică regimul electric de funcţionare a vibratorului: inductiv, capacitiv sau cu factor de putere electric unitar. Dacă A se află în interiorul semicercului de diametru $OB = \Phi_{1ce} = |\underline{\Phi}_{1c}|$, acest semicerc trecînd prin originea 0 a fazorului $\underline{\Phi}_{1c}$, unghiul OAB este obtuz, înfăşurarea de lucru a vibratorului lucrînd în consecinţă capacitiv. Dacă A se găseşte chiar pe semicercul menţionat, factorul de putere electric va fi unitar, înfăşurarea de lucru comportîndu-se ca o sarcină pur activă $\left(\sphericalangle OAB = \frac{1}{2}\pi \text{ rad}\right)$. În restul cazurilor, A găsindu-se în semiplanul drept definit de dreapta $G''B$, funcţionarea acestei înfăşurări va fi inductivă ($\sphericalangle OAB$ ascuţit).

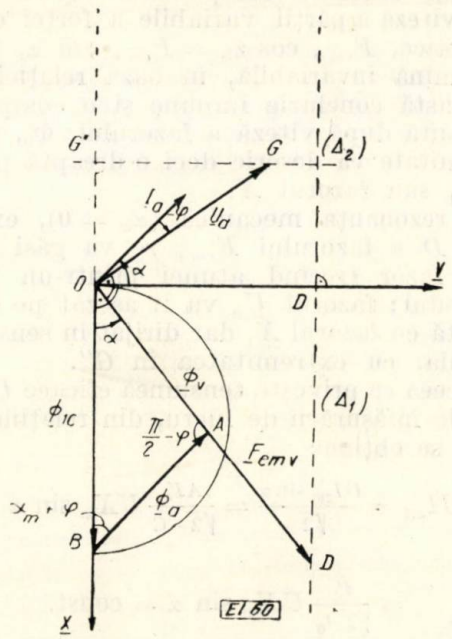


Fig. 3. Diagrama polară de fazori referitoare la funcţionarea vibratorului polarizat cu $P = \text{const.}$; $I'_c = \text{const.}$; $X_m = \text{const.}$ (factor de putere electric capacitiv).

Dacă extremitatea A a fazorului $\underline{\Phi}_v$ se găseşte în semiplanul stîng definit de dreapta $G''B$, vibratorul nu funcţionează în regim de motor, ci de generator; consideraţii analoge pot fi făcute şi în acest regim de funcţionare, care nu formează obiectul acestui articol.

Cazul II (α_m, $\alpha = const.$; I'_c, *variabil*)

În acest caz de funcţionare, parametrii mecanici ρ, γ rămîn constanţi sau legaţi între ei de relaţia:

$$\frac{\omega \rho}{\gamma - \omega^2} = \text{const.}$$

Variaţia curentului de polarizare, raportat la înfăşurarea de lucru I'_c, duce la modificarea comportării energetice a vibratorului. Deoarece din relaţia ($3\text{-}23_2$) rezultă că defazajul electric φ se anulează pentru $I_{1m} - I_{2m} \cos \alpha = 0$, se poate căuta curentul de polarizare raportat la înfăşurarea de lucru I'_{c0}, pentru care se poate obţine un factor de putere electric unitar. Avînd $I_{2m} = A_0 I_c^2$, cu:

$$A_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot w_c^2 U}{l_0 \omega (\mu_0 l_0 S_f)^2 w_a^4 \sqrt{\omega^2 \rho^2 + (\gamma - \omega^2)^2}},$$

rezultă:

$$I'_{c0} = \frac{1}{k_t} \sqrt{\frac{I_{1m}}{A_0 \cos \alpha}} = l_0^2 \sqrt{\frac{2 \mu_0 S_f \omega^2 \rho^2 + (\gamma - \omega^2)^2}{\cos \alpha}} = \qquad (5\text{-}8)$$

$$= l_0^2 \sqrt{2 \mu_0 S_f \frac{\omega^2 \rho^2 + (\gamma - \omega^2)^2}{\gamma - \omega^2}}.$$

Din considerente geometrice elementare rezultă că pentru $\varphi = 0$, $\sphericalangle OAB = \sphericalangle OAB' = \frac{1}{2}\pi$ rad (fig. 2). Dacă curentul de polarizare va depăşi valoarea pentru care vibratorul lucrează cu un factor de putere unitar, deci dacă $I'_c > I'_{c0}$, înfăşurarea de lucru a vibratorului va lucra capacitiv (unghiurile $OAB = OAB'$ fiind obtuze); dacă curentul de polarizare va fi inferior lui I'_{c0}, deci cu condiţia $I'_c < I'_{c0}$, înfăşurarea de lucru a vibratorului va lucra inductiv (unghiurile $OAB = OAB'$ fiind inferioare lui $\frac{1}{2}\pi$ rad).

Cazul III ($F_{em\,v} = const.$; α_m, α *variabil*; $U = const.$)

Acest caz remarcabil de funcţionare al vibratorului studiat, care presupune o forţă electromagnetică eficace constantă, dar un defazaj mecanic α_m variabil, duce imediat la constatarea că şi valoarea eficace Φ_{ve} a componentei variabile a fluxului magnetic fascicular trebuie să fie constantă, dat fiind existenţa relaţiei (4—2). Locurile geometrice ale extremităţilor fazorilor $\underline{F}_{em\,v}$ şi $\underline{\Phi}_v$ vor reprezenta semicercuri concentrice, în funcţionarea vibratorului ca motor (fig. 4).

Valoarea eficace constantă a fluxului Φ_v, fie Φ_{ve0}, conform relaţiei (4-2),

$$\Phi_{ve0} = \frac{F_{em\,v0}}{H_0} = \frac{l_0 F_{em\,v0}}{w_c I_c}, \qquad (5\text{-}9)$$

$F_{em\,v0}$ fiind valoarea eficace constantă, impusă forţei electromagnetice f_{em}; de aici rezultă că şi curentul de excitaţie (polarizare) I_c trebuie să rămînă constant.

Amplitudinea X_m a deplasării armăturii poate fi calculată cu relaţia:

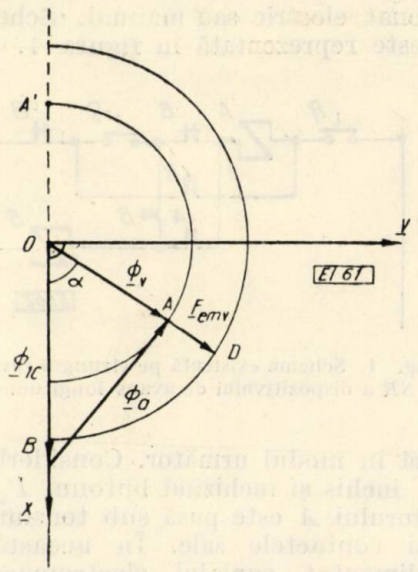


Fig. 4. Diagrama de fazori referitoare la cazul $F_{em\,v}$ = const.; α, α_m variabili; U = const.

$$X_m = \frac{B_0}{\omega\beta\sqrt{1+\mathrm{tg}^2\,\alpha}} = \frac{B_0 \cos\alpha}{\omega\beta} = \frac{B_0 \sin\alpha_m}{\omega\beta}, \qquad (5\text{-}10)$$

cu:

$$B_0 = \frac{\sqrt{2}\,.\,m\,(w_c I_c)U}{\omega(\mu_0 l_0 S_f)^2\, w_a^3}; \qquad (5\text{-}11)$$

relaţia (5-10) se obţine prin eliminarea între relaţiile (3-17) şi (3-18) a mărimii $k_r - \omega^2 m$.

Funcţionarea în acest regim a vibratorului are loc sub un factor de putere electric $\cos\varphi$ şi un curent eficace de lucru I_a variabili; curentul maxim eficace din înfăşurarea de lucru se atinge cînd punctul A, extremitatea fazorului $\underline{\Phi}_v$, ajunge în A' (fig. 4). Pentru această poziţie a lui $\underline{\Phi}_v$, $\varphi = \frac{1}{2}\pi$ ($\cos\varphi = 0$); fazorul $\underline{F}_{em\,v}$ este defazat atunci cu $\frac{1}{2}\pi$ rad înaintea fazorului $\underline{V}$, iar puterea mecanică activă este nulă ($\alpha_m = \frac{1}{2}\pi$ rad).

6. Concluzii

Teoria simplificată a vibratorului electromagnetic polarizat scoate în evidenţă comportarea acestuia, asemănătoare cu aceea a unei maşini sincrone electrice rotative, înfăşurarea de polarizaţie jucînd rolul de înfăşurare de excitaţie. Faţă de teoria expusă de către M. Russenberger [2], A. Moskvitin [5] sau P. Boucherot [4], se prezintă stabilirea ecuaţiilor generale de funcţionare a vibratorului, care sînt rezolvate aproximativ, cu anumite ipoteze simplificatoare apropiate de condiţiile reale de funcţionare, pentru cazul unor amplitudini mici ale deplasării armăturii în regim permanent, faţă de întrefierul mediu. Trasarea diagramelor de fazori, care caracterizează funcţionarea acestuia, pe baza relaţiilor analitice deduse, studiul acestora şi al unor cazuri particulare de funcţionare remarcabile, relevă comportarea vibratorului. În teoria simplificată expusă în articol sînt subliniate condiţiile în care aceasta reflectă funcţionarea vibratorului; în lucrările citate la bibliografie, premisele de calcul nu sînt clar expuse.

Se stabilesc, de asemenea, relaţii analitice pentru diverse mărimi importante, care intervin în funcţionarea vibratorului electromagnetic polarizat şi în proiectarea unor asemenea vibratoare.

Bibliografie

[1] *Grünwald, F.* Der elektromagnetische Vibrator, ein motorloser Antrieb. In: AEG Sonderdruck aus AEG-Vortragswoche an der Technischen Hochschule — München, 1954.

[2] *Russenberger, M.* Theorie und Anwendung elektromagnetischer Schwingungsmotoren. În: Schw. Techn. Zeitschrift **59**, nr. 48, 1962, p. 941—947.

[3] *Rabinovici, A. N.* ş. a. Avtomaticeskie zagruzocinie ustroistva vibraţionnogo tipa. Kiev, Tehnika, 1965.

[4] *Boucherot, P.* Appareils et machines à courant et mouvement alternatifs. În: Bull. de la Soc. Internationale des Électriciens **VIII**, seria a 2-a, 1908, p. 731—755.

[5] *Moskvitin, A.* Maşini electrice cu mişcare rectilinie alternativă. Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1953 (litografiat).

Intrat în redacţie la 15. IX. 1967

Studiu privind îmbunătățirea schemei de comandă pentru acționarea unei mașini-unelte

Eugen Balaban, Mircea Irhașiu, Corneliu Boțan și Dan Bordea * — Iași

CZ 621.3.001.2 : 621.9-519

La alcătuirea schemelor de comandă pentru un anume sistem de acționare se pleacă, de obicei, de la elementele care urmează a fi comandate, executîndu-se schemele de comandă pentru fiecare element în parte. În felul acesta, mergînd din aproape în aproape, în circuitul de comandă a unui element se interpun contacte ale unor relee sau contactoare care comandă alte circuite, dar de care trebuie să depindă și funcționarea circuitului de comandă a elementului respectiv.

Schemele astfel obținute prezintă dezavantajul că numărul de contacte rezultat în schemă este, de obicei, mai mare decît cel strict necesar pentru realizarea comenzii dorite. Alteori se folosește și un număr mai mare de relee și contactoare, care, pe lîngă faptul că duc la complicarea inutilă a schemei, măresc costul investițiilor și reduc totodată siguranța de funcționare a schemei.

Procedînd în felul acesta și uneori neținînd seamă, în mod riguros, de interdependența tuturor elementelor care urmează a fi comandate, se obțin scheme care duc la unele greutăți de exploatare a instalațiilor respective, în sensul că unele mici neatenții în executarea manevrelor pot duce la avarii importante.

Studii întreprinse în cadrul laboratorului de acționări electrice de la Institutul politehnic din Iași au permis să se elaboreze o nouă metodă de alcătuire a schemelor de comandă a acționărilor electrice, bazată pe utilizarea algebrei logice [1], [2]. Avantajul metodei constă în faptul că, la alcătuirea schemelor de comandă, se ține seamă de interdependența dintre diferitele elemente ale schemei, chiar la stabilirea funcțiilor algebrice ale acestora. Prin calcule se ajunge apoi la o expresie algebrică finală, care se transpune în cele din urmă în schema de comandă a elementului respectiv. Acest procedeu permite să se obțină scheme de comandă mult mai simple, în sensul că numărul de relee, contactoare, precum și de contacte ale acestora, se reduce. În plus, se pot obține diferite variante ale acelorași scheme, în funcție de condițiile particulare impuse acestora.

În acest articol se studiază schema de comandă pentru avansul longitudinal al unui strung rezolver cu comandă după program, schemă care prezintă unele deficiențe în funcționare.

Dispozitivul de avans longitudinal pentru strungurile revolver *SR*, din care face parte și strungul a cărui schemă se studiază, poate fi acționat electric sau manual. Schema existentă este reprezentată în figura 1. Ea funcționează în modul următor. Considerînd butonul P_1 închis și închizînd butonul P_2, bobina contactorului A este pusă sub tensiune, închizîndu-și contactele sale. În această situație este alimentat cuplajul electromagnetic de cuplare a avansului longitudinal. Se observă că prin închiderea contactelor contactorului A, bobina contactorului B nu este pusă sub tensiune, deoarece bornele lui sînt legate la același potențial.

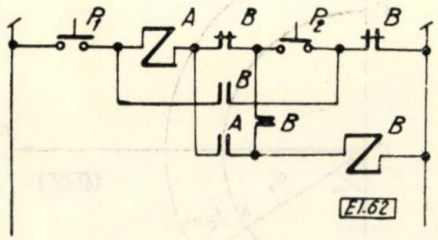


Fig. 1. Schema existentă pe strungul revolver *SR* a dispozitivului de avans longitudinal.

După dezacționarea butonului P_2 va intra în funcțiune contactorul B, a cărui bobină este legată în serie cu bobina contactorului A.

La o nouă acționare a butonului P_2, bobina contactorului A este scurtcircuitată de către contactele contactorului B și deci cuplajul electromagnetic al avansului longitudinal este scos de sub tensiune. În această situație, bobina contactorului B este alimentată la întreaga tensiune. Dezacționînd din nou butonul P_2, întreaga schemă este scoasă din funcțiune. Se observă că, deoarece la funcționarea normală bobinele celor două contactoare sînt în serie, tensiunea la bornele de alimentare trebuie să fie dublă față de tensiunea nominală a contactoarelor. Deoarece în timpul cît butonul P_2 este acționat, indiferent de situația în care se găsește schema, bobina unuia dintre contactoare va fi alimentată la tensiune dublă față de tensiunea nominală și deci în cazul unei comenzi prelungite se ivește posibilitatea supraîncălzirii și deci a defectării contactorului. Aceasta face ca durata de funcționare a fiecărui contactor să fie

* *E. Balaban* este șef de lucrări la Institutul politehnic-Iași, *M. Irhașiu*, inginer I. R. E. — Banat, *C. Boțan*, asistent la Institutul politehnic-Iași, *D. Bordea*, inginer C. J. L. — Piatra-Neamț.

simțitor redusă, fapt care constituie principalul dezavantaj al schemei.

În continuare se indică posibilitatea de modificare a schemei existente, pentru obținerea schemei noi, folosindu-se calculul algebric.

Din analiza schemei date se constată că ea funcționează după următorul program:

— la acționarea butonului de comandă, cuplajul electromagnetic este pus în funcțiune;

— la dezacționarea butonului de comandă, cuplajul electromagnetic rămîne mai departe în funcțiune:

— la o nouă acționare a butonului de comandă, cuplajul electromagnetic este scos din funcțiune;

— la a doua dezacționare a butonului de comandă, cuplajul electromagnetic rămîne scos din funcțiune.

Rezultă deci că schema prezintă patru stări stabile de funcționare. Teoretic, pentru realizarea schemei va fi necesar un număr de n relee sau contactoare dat de relația:

$$2^n \geqslant m \text{ (relee bistabile)},$$

unde m este numărul de stări stabile, adică $m = 4$.

Se observă deci că în cazul considerat:

$$n \geqslant 2.$$

Considerăm inițial două contactoare X și Y. Unul din contactoare, de exemplu X, acționează asupra cuplajului electromagnetic al avansului longitudinal. Deci la acționarea unui buton de pornire P, contactorul X va intra în funcțiune. În această situație, contactorul Y va avea o anumită stare (de exemplu, neacționat). Această stare se păstrează și după dezacționarea butonului de comandă. Notînd cu $f(X)$ starea contactorului X, rezultă că el va fi acționat, adică $f(X) = 1$, dacă butonul de pornire P este acționat sau nu, adică $P = 1$ sau $P = 0$ și dacă contactorul Y nu este acționat, adică $Y = 0$.

Prin urmare, dacă se consideră că $f(X) = f_1(P, X, Y)$, rezultă:

$$\begin{aligned} f(X) = \; & f(0, 0, 0) = 0 \\ & f(1, 0, 0) = 1 \\ & f(1, 1, 0) = 1 \\ & f(0, 1, 0) = 1. \end{aligned} \tag{1}$$

La o nouă acționare a butonului de pornire P, indiferent de starea contactorului Y, trebuie ca contactorul X să nu mai fie acționat, deci:

$$f(1, 1, 0) = 0. \tag{2}$$

Comparînd stările (1) și (2), se observă însă că apare o incompatibilitate, deoarece funcția $f(X)$ pentru aceleași valori ale variabilelor ia o dată valoarea 1, iar a doua oară, valoarea 0.

Înlăturarea acestei incompatibilități se poate face folosind în locul butonului de pornire P un contactor de comandă A. Comanda contactoarelor X și Y va fi făcută deci prin contacte ale contactorului de comandă A.

În această situație, relațiile care definesc funcționarea celor două contactoare vor fi:

$$f(X) = f_1(A, X, Y) \text{ și } f(Y) = f_2(A, X, Y).$$

Urmărind valorile posibile ale acestor funcții, se observă că, inițial, cînd contactorul de comandă nu este acționat, cele două contactoare X și Y sînt neacționate:

$$f_1(0, 0, 0) = 0 \text{ și } f_2(0, 0, 0) = 0.$$

Cînd acționează contactorul A, intră în funcțiune contactorul X, contactorul Y rămînînd nealimentat, deci;

$$f_1(1, 0, 0) = 1, \quad f_2(1, 0, 0) = 0.$$

În momentul imediat următor, contactorul X închizîndu-și contactele, rezultă că:

$$f_1(1, 1, 0) = 1, \quad f_2(1, 1, 0) = 0.$$

La deschiderea contactelor contactorului de comandă A, contactorul X rămîne acționat, dar în același timp este alimentată și bobina contactorului Y, prin urmare;

$$f_1(0, 1, 0) = 1, \quad f_2(0, 1, 0) = 1.$$

În momentul imediat următor, contactorul Y își atrage contactele și prin urmare:

$$f_1(0, 1, 1) = 1, \quad f_2(0, 1, 1) = 1.$$

La o nouă acționare a contactorului A se va întrerupe alimentarea bobinei contactorului X, bobina contactorului Y rămînînd alimentată în continuare, deci:

$$f_1(1, 1, 1) = 0, \quad f_2(1, 1, 1) = 1.$$

După ce s-au deschis contactele contactorului X, situația rămîne aceeași, adică:

$$f_1(1, 0, 1) = 0, \quad f_2(1, 0, 1) = 1.$$

La o nouă dezacționare a contactorului de comandă A va fi întreruptă și alimentarea circuitului bobinei contactorului Y:

$$f_1(0, 0, 1) = 0, \quad f_2(0, 0, 1) = 0,$$

această stare menținîndu-se și după deschiderea contactelor contactorului Y, adică:

$$f_1(0, 0, 0) = 0, \quad f_2(0, 0, 0) = 0,$$

deci se ajunge la starea inițială.

Ținînd seamă de valorile posibile ale celor două funcții și aplicîndu-le formulele de interpolare ale lui Lagrange, rezultă:

$$f(X) = A(X+1)(Y+1) + AX(Y+1) +$$
$$+ (A+1)\cdot X\cdot(Y+1) + (A+1)\cdot X\cdot Y =$$
$$= A(Y+1) + (A+1)\cdot X$$

și deoarce produsul celor doi termeni este nul, rezultă final că:

$$f(X) = A\cdot\overline{Y}\ V\ \overline{A}\ X.$$

În mod analog:

$$f(Y) = (A+1)\cdot X\cdot(Y+1) + (A+1)\cdot$$
$$\cdot X\cdot Y + A\cdot X\cdot Y + A(X+1)Y =$$
$$= X(A+1) + AY$$

sau:

$$f(X) = \overline{A}\cdot X\ V\ A\ Y.$$

Schema generală de comandă a avansului longitudinal se prezintă deci ca în figura 2.

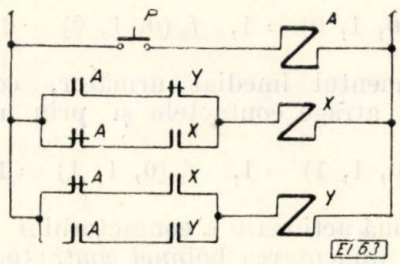


Fig. 2. Schema de comandă a avansului longitudinal, rezultată din expresiile algebrice stabilite.

Din examinarea acestei scheme se observă că ea poate fi simplificată în sensul că cele două contacte normal deschise ale contactorului A pot fi înlocuite cu unul singur și deci schema s-ar prezenta ca în figura 3.

Urmărind funcționarea schemei astfel obținută, se observă că ea satisface condițiile impuse inițial și, în plus, înlătură dezavantajul menționat în cazul schemei din figura 1. Înlăturarea dezavantajului menționat se realizează pe seama utilizării unui contactor suplimentar de comandă A și a unui număr de șapte contacte diferite, față de cinci contacte cîte existau în schema din figura 1. Schema din figura 3 este însă mult mai sigură în funcționare și de aceea se preferă schemei anterioare.

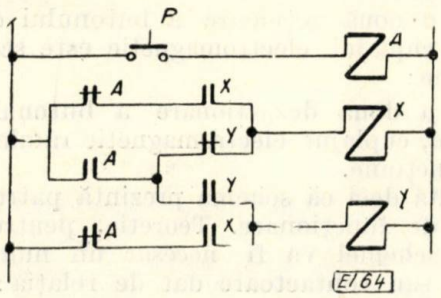


Fig. 3. Schema finală stabilită pentru comanda avansului longitudinal.

Menționăm că, cu ocazia studiului schemei pentru acționarea avansului longitudinal, s-a făcut și o analiză completă a schemei de comandă existente a strungului $SR-40$, pe baza utilizării algebrei logice.

Cu această ocazie s-a stabilit că schema existentă poate fi mult simplificată prin reducerea cu 20% a numărului de relee și contactoare folosite, și cu 50% a numărului de contacte existente ale acestora. În felul acesta, avantajul metodei folosite apare și mai pregnant.

Bibliografie

[1] *Boțan, N. V.* și *Balaban, E.* Sur quelques possibilités d'utilisation de l'algèbre logique aux schémas de comande électrique. Buletinul Institutului politehnic — Iași, tom. **XI (XV)**, fasc. 3—4, 1965.

[2] *Balaban, E.* și *Boțan, N. V.* Aspecte noi privind extinderea algebrei logice la proiectarea schemelor de acționare electrică. Buletinul Institutului politehnic — Iași, tom. **XII (XVI)**, fasc. 1—2, 1966.

[3] *Moisil, C. Gr.* Teoria algebrică a mecanismelor automate. București, Editura tehnică, 1959.

Intrat în redacție la 27. V. 1967

RECENZII

CZ 539.11 : 621.314.63

C. KITTEL **Introducere în fizica solului** (Introduction to Solid State Physics), ediţia a 3-a. New York, Londra, Sydney, John Wiley & Sons, Inc., 1967, 648 pag.

Acest volum cuprinde în esenţă aspectele centrale ale fizicii solidului, aşa cum apare ea în momentul de faţă. Fizica solidului este afectată de remarcabilele proprietăţi arătate de atomi şi molecule, în special în cazul aranjamentelor prezentate în reţelele cristaline. Aceste proprietăţi pot fi înţelese mai uşor în termenii unor modele simple ale solidului. Solidul real este, evident, mai complicat, însă puterea (şi utilitatea) modelelor simple este, în cazul de faţă, reală.

Această a treia ediţie apare după 10 ani la apariţia celei de-a doua. În aceşti 10 ani s-a înregistrat însă o dezvoltare viguroasă a fizicii solidului şi, în mod firesc, noua ediţie reprezintă o modernizare extensivă a precedentei. Astfel, unele capitole au fost refăcute în întregime şi a fost adăugat un număr de peste 300 de fotografii şi figuri noi.

Marile progrese realizate în studiul benzilor de energie, supraconductivităţii, rezonanţa magnetică şi în metodele de studiu ale dispersiei neutronilor sînt reflectate în text. Se pune accentul pe : fononi, plasmoni, polaroni, magnoni şi excitori, care au primit denumirea globală de „excitaţii elementare".

Lucrarea cuprinde 19 capitole, un apendice şi două indexuri (de autori şi de subiecte).

În capitolul 1 intitulat „Structura cristalină" şi în capitolul 2, „Difracţia cristalină şi reţeaua reciprocă", se expun fundamentele analizei structurii cristaline. Fiecare concept dezvoltat în capitolul 2 este exploatat în capitolele privind benzile de energie şi semiconductoare. Capitolul 3 tratează despre legătura cristalină.

Capitolele 4, 5 şi 6 se referă la viteza, cuantificarea şi interacţiunea undelor elastice în cristale. Capitolul 6 prezintă un interes deosebit pentru inginerul electrotehnician prin tratarea proprietăţilor termice ale izolanţilor.

Capitolele 7, 8 şi 9 se ocupă cu studiul electronilor în metale, şi anume : capitolele 7 şi 8, cu electronii liberi în gazul Fermi, iar capitolul 9, cu benzile de energie. Capitolul 9 privind benzile de energie ocupă un rol important în contextul cărţii ; linia de dezvoltare a sa este nouă, dar reflectă cercetarea recentă în acest domeniu. Pentru înţelegerea sa este fundamentală teorema lui Bloch. De asemenea, discuţiile despre proprietăţile golurilor pot fi considerate ca esenţiale pentru capitolul următor 10, intitulat „Cristale semiconductoare".

În capitolul 11 „Supraconductivitatea" se redau faptele experimentale esenţiale, aşa cum rezultă ele în lumina teoriei care a primit denumirea de „teoria BCS" (după numele autorilor ei : Bardeen, Cooper şi Schrieffer) ; dar la nivelul cărţii este imposibil să se dea teoria dezvoltată, autorul mulţumindu-se să redea esenţa ei. Şi acest capitol prezintă interes pentru ingineri.

Capitolele 12—16 se ocupă de proprietăţile dielectrice şi magnetice ale solidului şi, prin aceasta, extrem de interesante pentru inginerul electrotehnician. Astfel, capitolul 12 descrie proprietăţile dielectricilor, iar capitolul 13, cristalele feroelectrice, în timp ce capitolele 14 şi 15 se ocupă în mod special de diamagnetism şi paramagnetism, de feromagnetism şi antiferomagnetism.

Capitolul 16, destinat cercetărilor în domeniul rezonanţei magnetice, este destul de ermetic şi, prin aceasta, mai puţin accesibil pentru aplicaţii inginereşti.

În sfîrşit, ultimele trei capitole (17—19) sînt dedicate imperfecţiunilor în solide şi pot fi citite relativ uşor. Ele se ocupă în ordine cu : fenomene optice în izolanţi (cap. 17), cu defecte de punct în solide (cap. 18) şi cu dislocări (cap. 19).

Putem afirma că aceasta a treia ediţie nu este numai o nouă ediţie revăzută şi adăugită, ci şi una dintre cele mai bune cărţi de introducere în fizica solidului. Ea prezintă, de asemenea, numeroase tabele conţinînd date experimentale recente. Pentru a clarifica multe din punctele mai obscure ale precedentelor ediţii, prof. Kittel a utilizat din plin reacţia auditoriului său şi a celor care au utilizat cartea sa.

Lucrarea este foarte utilă cercetătorilor şi inginerilor electrotehnicieni şi cercetătorilor care lucrează în domeniul materialelor şi structurii fizico-chimice a acestora, fapt pentru care o recomandăm cu multă căldură. Cartea este scrisă într-un stil foarte atrăgător, uneori chiar captivant, ceea ce face lectura ei nu numai instructivă, ci şi plăcută.

Fl. Stănciulescu

CZ 62 : 51

S. FENYÖ şi T. FREY. **Metode matematice moderne în tehnică** (Moderne mathematische Methoden in der Technik), vol. 1. Basel, Stuttgart, Birkhauser Verlag, 1967, 409 p.

Un fenomen caracteristic zilelor noastre este acela că metodele matematice pătrund nu numai în tehnică, ci în mai toate domeniile de activitate, de viaţă. În tehnică, matematica este astăzi instrumentul cu ajutorul căruia se rezolvă numeroase probleme, pînă nu de mult aparatajul empirismului. Dezvoltarea tehnicii, ca şi a ştiinţelor naturii este astăzi strîns legată de aceea a matematicii aplicate.

În urmă cu 25—30 de ani, inginerii puteau să rezolve problemele tehnice aproape exclusiv cu ajutorul analizei matematice şi a geometriei, ambele elaborate în secolul al 19-lea. Astăzi noi utilizăm calculatoarele electronice, care au adus, o dată cu ele, o suită de capitole noi : logica matematică, analiza funcţională, analiza numerică, calculul probabilităţilor şi statistica matematică, algebra abstractă şi altele ; în plus, fundamentarea riguroasă a calculului simbolic şi a calculului operaţional schimbă şi modul de gîndire matematică al inginerului.

Pe scurt, inginerul modern trebuie nu numai să aibă idee, ci să folosească efectiv matematica modernă. Dar pentru aceasta el trebuie să o cunoască. Cel mai potrivit mijloc este o carte bună de matematică modernă, aplicată în tehnică. O astfel de carte este lucrarea pe care o prezentăm.

Lucrarea conţine cinci capitole mari, care, la rîndul lor, se subîmpart în subcapitole.

Capitolul 1 intitulat, „Extinderea noţiunii de integrală clasică", conţine elemente de teoria mulţimilor şi anumite consideraţii asupra integralei Lebesgue şi Stieltjes.

Capitolul al 2-lea, „Calculul operaţional", conţine noţiuni de algebră modernă şi calculul operaţional referitor la seriile numerice (cu aplicaţii în electrotehnică la calculul lanţurilor de conductoare şi al căderii de tensiune pe lanţurile de izolatoare de Î. T.). De asemenea, acest capitol conţine calculul operaţional al funcţiilor, cu aplicaţii la rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale, a ecuaţiilor integrale de tip Volterra şi aplicaţii la rezolvarea circuitelor electrice liniare.

Capitolul al 3-lea ne introduce într-un capitol mai nou al matematicii, numit „Teoria distribuţiilor" ; acest capitol, în afară de definirea noţiunii de distribuţie, de operaţiile cu distribuţii şi de teoremele de reprezentare ale acestora, mai conţine transformata Fourier a unei distribuţii, produsul de compoziţie a două distribuţii şi cîteva aplicaţii.

Capitolul al 4-lea, intitulat „Analiza ecuaţiilor diferenţiale neliniare. Teoria oscilaţiilor neliniare", ne introduce în acea parte a matematicii moderne, care poate fi aplicată cu mult succes la studiul aşa-numitei electrotehnici neliniare (ramură a electrotehnicii care studiază fenomenele electrice şi magnetice neliniare, adică acelea care au loc în medii neliniare). Astfel, în acest capitol se studiază existenţa, unicitatea, stabilitatea, proprietăţile soluţiilor şi se cercetează structura curbelor integrale şi oscilaţiile neliniare.

Capitolul al 5-lea conţine indicaţii bibliografice.

Lucrarea, aşa cum rezultă din text, va cuprinde trei volume, volumul al 2-lea şi al 3-lea fiind în curs de pregătire. Independent de aceasta, putem aprecia că volumul 1 al lucrării conţine o serie de capitole şi ridică o serie de probleme de mare importanţă pentru inginerul modern, care foloseşte din plin instrumentul matematic. Astfel sînt : calculul operaţional, teoria distribuţiilor şi problemele privind oscialţiile neliniare.

Mai trebuie relevată şi competenţa cu care este scrisă cartea, autorii fiind : primul, profesor de matematică la Universitatea

tehnică din Budapesta şi Rostock, al doilea, directorul Centrului de calcul al Academiei de ştiinţe din Budapesta.

Cartea este utilă mai ales cercetărilor şi inginerilor care lucrează în domeniile : electrotehnică, electronică şi automatică, dar poate fi folosită şi de alte cadre din economie sau din şcolile superioare tehnice.

Fl. Stănculescu

CZ 621.3.003

* * * **Probleme tehnico-economice privind dezvoltarea maşinilor şi sistemelor electrice** (Tehnico-economiceskie voprosî razvitia electroenergheticeskih sistem i maşin). Moscova-Leningrad, Editura Nauka, 1966.

Cele 12 articole sînt elaborate de o serie de specialişti din cadrul Institutului de electrotehnică al Uniunii Sovietice şi se referă la următoarele teme.

1) Sarcinile electrice ale maşinilor şi sistemelor electrice ca bază pentru dezvoltarea proiectării de mare putere.

2) Diferite tipuri de transformatoare şi aparate din staţiile electrice ale sistemelor.

3) Puterea de vîrf preluată de aparatura din staţii.

4) Metodele de calcul al indicilor tehnico-economici privind funcţionarea aparatelor, maşinilor şi liniilor electrice.

5) Analiza indicilor de folosire a staţiilor cu diverse aparate de măsură şi control.

6) Indicii de funcţionare a aparatelor şi maşinilor în regim de suprasarcină.

7) Probleme privind dezvoltarea construcţiei şi exploatării generatoarelor de mare putere.

8) Costul de fabricaţie a turbogeneratoarelor.

9) Analiza tehnologiei de fabricaţie a maşinilor electrice generatoare de mare putere.

10) Problema folosirii metodelor matematice moderne pentru alegerea soluţiilor tehnico-economice avantajoase în cazul proiectării maşinilor electrice de mare putere.

11) Metode matriciale pentru determinarea cheltuielilor de proiectare, construcţie şi exploatare şi stabilirea optimului economic.

12) Parametrii şi caracteristicile turbogeneratoarelor de 350—500 MW.

În marea majoritate a materialelor se fac consideraţii cu caracter tehnico-economic şi se prezintă criteriul cheltuielilor de calcul particularizat pentru situaţia analizată. Studiile întreprinse nu se menţin numai la nivelul consideraţiilor teoretice, ci dau şi o serie de indicaţii de ordin practic. În acest fel, chiar un cititor neavizat poate înţelege problemele complexe care apar în cazul determinării soluţiilor optime din punct de vedere tehnico-economic. Exemplul general făcut pentru aplicarea criteriului de calcul în cazul turbogeneratoarelor de mare putere clarificată structura termenilor şi permite stabilirea costurilor specifice pe fiecare kW construit. Rezultate se dau sub formă de curbe, ceea ce permite să se cuprindă o gamă largă de puteri şi tipuri de generatoare. Trebuie să remarcăm faptul că o serie de materiale aduc în discuţie probleme tehnologice şi soluţionează unele aspecte constructive care înlesnesc ieftinirea variantei proiectate.

Metodele matematice prezentate se referă la relaţii de calcul ale cheltuielilor de producţie. Astfel, se arată care este structura relaţiilor care dau costurille de producţie în cazul programării liniare rezolvate, prin cele mai uzuale metode, cum ar fi : metoda simplex ; metoda unghiului nord-vest etc. Ar fi fost util dacă se prezenta un exemplu numeric mai în detaliu, din care să rezulte cum se obţine un optim tehnico-economic prin aplicarea metodelor matematice moderne.

Materialul privind parametrii şi caracteristicile turbogeneratoarelor de 350—500 MW reuşeşte ca în numai şase pagini să facă, pe de o parte, o comparaţie cu maşinile de acest fel din S. U. A., iar pe de altă parte, să indice variaţia pierderilor în generatoarele electrice de mare putere în funcţie de reactanţele de scăpări ale maşinilor studiate în diverse variante.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 551.594 *Fenomene electrice*

CZ 551.594.221 : 311.213.4

Lehmann, G. **Densitatea pagubelor produse de trăsnete şi frecvenţa furtunilor** (Blitzschädendichte und Gewitterhänfigkeit). În : ETZ—B, nr. 17, august 1967, p. 501—504, 6 fig.

În scopul lămuririi problemei pericolelor locale produse de trăsnete în anumite regiuni se propune ca, pe lîngă aparatele de înregistrat trăsnetele, să se înregistreze şi să se valorifice pagubele produse la clădiri, conducte aeriene şi cabluri, cum şi trăsnetele care au lovit în pomi, oameni, animale şi în cîmpul liber. Sînt discutate datele adunate timp de 8 ani în regiunea Dresda, cum şi experienţele corespunzătoare adunate. Sînt descrise, în special, efectele din această perioadă asupra clădirilor, cum şi concluziile care se pot trage. Se discută problema zilelor cu furtună şi numărul trăsnetelor în aceste zile. Din momentul apariţiei pagubei şi din punctul în care acesta s-a produs, se trag apoi concluzii asupra frecvenţei trăsnetelor şi asupra direcţiei şi vitezei furtunii, ilustrîndu-se problema cu exemple corespunzătoare. Sînt arătate imperfecţiunile actualelor contoare (înregistratoare) de trăsnete, de exemplu faptul că au un cîmp de înregistrare prea întins (500 km^2), astfel că nu se poate fixa cu destulă precizie amplasamentul instalaţiilor de supratensiune, a paratrăsnetelor, a caselor de odihnă etc. Importanţa statisticilor propuse ne-o ilustrează cîteva exemple. Astfel, într-o regiune din Austria, în timp de 50 de ani, au căzut într-un perimetru restrîns 36 de trăsnete. O altă statistică (în grădina Universităţii tehnice din Dresda) arată cum în 14 ani un pom a fost lovit de patru ori, altul de două ori, în timp ce pe terenul dimprejur nu căzuse nici un trăsnet în acest timp. Într-un sat, o casă ţărănească a fost lovită de trăsnet, din 1884 pînă azi de şapte ori ş. a. m. d. În cei opt ani de cînd se ţine această statistică (chestionare detaliate etc.) s-au înregistrat şi înscris la diferite categori 3 200 de pagube provenite din trăsnete. Urmează cîteva hărţi cu înregistrările direcţiei furtunilor şi a numărului trăsnetelor pe anumite porţiuni, cum şi exemple conţinînd efectele diferitelor furtuni. În concluzie, se recomandă ca, în scopul proiecţiei diferitelor obiecte (staţii de transformare, alte instalaţii electrice, clădirile uzinelor etc.) să se procedeze la statistici regionale cît mai amănunţite şi pe termen cît mai îndelungat.

Gh. C.

CZ 620.1 *Încercări de materiale*

CZ 620.16 : 621.315.1/6(494)

Wettstein. **Staţia de încercări a materialelor şi staţia de etalonare** (Station d'essai des matériaux et station d'étalonnage). În : Bull. ASE **58**, nr. 14, 1967, p. 619—624.

În articol se descriu două staţii de încercări din Elveţia, specializate, una în probleme de încercări a materialelor, cealaltă, în probleme de etalonare a aparatelor şi dispozitivelor de măsură.

Deşi cu un personal redus, aproximativ 100 oameni (fără a rezulta din material raportul inginer-tehnician şi specialitatea lor), aceste staţii reuşesc să efectueze încercări într-un domeniu foarte vast, fiind antrenate atît în probleme de semn de calitate, cît şi expertize. Este demn de semnalat şi faptul că încercările se efectuează atît la baza materială proprie, cît şi a beneficiarilor cu care colaborează. Ca exemplificare, în domeniul aparatajului se execută încercări la : materiale izolante, uleiuri ; materiale de instalaţii ; conductoare izolate şi tuburi de instalaţii ; corpuri de iluminat ; aparate electrocasnice ; aparate de telecomunicaţii ; transformatoare de forţă ; încercări la tensiuni înalte ; domeniu foarte întins.

Se observă, de asemenea, o creştere a participării acestor staţii în activitatea de stabilire a calităţii.

Lucrările pe bază de tarif (neschimbate din 1959), cu tot deficitul în unele domenii mai puţin încărcate şi investiţiile costisitoare din unele laboratoare, duc la un bilanţ economic pozitiv.

Fl. T.

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.019.3

Goldberg, O. D. **Determinarea siguranţei construcţiei izolaţiei maşinilor electrice la valorile nominale ale factorilor din exploatare** (Opredelenie nadejnosti konstrukţii izolaţii elektriceskih maşin pri nominalih Znaceniah expluataţionnih faktorov). În: Elektrotehnika **38**, nr. 7, 1967, p. 28—29, 3 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

Metoda clasică pentru determinarea clasei termice de izolaţie sau a duratei de viaţă constă în mărirea valorilor factorilor care acţionează asupra îmbătrînirii dielectricilor, în scopul micşorării duratei încercării. Cercetările întreprinse au arătat probabilitatea ridicată de erori la această metodă. De aceea, se propune o nouă metodă care foloseşte factorii (parametrii) nominali care acţionează în exploatare. Aşteptînd rezultatele studiului după durata reală de viaţă a maşinii respective, ar face metoda, practic, imposibilă. De aceea se foloseşte metoda dispersiei statistice a unuia sau a mai multor factori. În studiu se foloseşte temperatura şi tensiunea de străpungere. Avantajele acestei metode sînt următoarele: 1) precizia rezultatelor este considerabil mărită faţă de vechea metodă; 2) numărul de epruvete necesare pentru încercări se micşorează; 3) se obţine nu numai durata medie de viaţă, ci şi repartizarea probabilităţii procentuale a funcţionării sistemului respectiv de izolaţie pe toată perioada de exploatare.

A. B.

CZ 621.3.015.5 : 551.594.2 : 621.317.32.083.9

Wiesinger, J. **Încercările de modelare a fulgerului şi scheme echivalente pentru fulgerul spre pămînt** (Blitzmodellversuche und Ersatzschaltungen für Erdblitze). In: Bull. ASE **58**, nr. 12, 1967, p. 517—520, 9 fig., 29 ref. bibl.

Determinarea perimetrului de protecţie a paratrăsnetelor şi conductoarelor care protejează clădiri sau linii energetice constituie o problemă actuală, numeroase rezolvări şi soluţii fiind date prin metode analitice, grafice etc.

Modelînd curentul de trăsnet printr-o descărcare electrică, furnizată de un generator de impuls într-un model corespunzător ales, apare posibilitatea obţinerii prin modelare a unor date suficient de exacte din punct de vedere cantitativ. O analiză critică a diferitelor situaţii în care pot apărea descărcarea şi modelările corespunzătoare se face de către autor, indicîndu-se criteriile de stabilire a unui anumit tip de model (descărcarea completă nor-pămînt, descărcări parţiale etc.).

Fl. T.

CZ 621.3.027.3.002.5

Alexandrov, G. N. **Despre perspectivele de creare a aparatelor pentru tensiunea de 1 000 — 1 500 kV c. a.** (O perspectivah sozdania aparatov va napreajenie 1 000 — 1 500 kV peremenogo toka). În: Elektrotehnika, nr. 9, 1967, p. 19—21, 3 fig., 5 ref. bibl.

Dezvoltarea sistemelor energetice ale U. R. S. S. şi puterile mari ce trebuie transportate impun trecerea de la tensiunile maxime existente astăzi în această ţară (400 şi 750 kV) la noi trepte de tensiune evaluate la următoarele valori: 1 000, 1 250, 1 500 kV.

Acest lucru se reflectă şi în preocupările constructorilor de aparate pentru aceste tensiuni, care preconizează noi construcţii de întreruptoare, separatoare, transformatoare de măsură, izolaţii etc. Astfel, în domeniul întreruptoarelor, o largă utilizare vor lua acele construcţii care funcţionează cu contactele în camere metalice etanşe în aer comprimat la mare presiune sau gaze speciale. Largi posibilităţi de utilizare vor lua şi gazele electronegative. Tipuri speciale de separatoare derivate, în special din cel rotativ, sînt prevăzute a fi dezvoltate, ca şi separatoare cu contactele în camere închise. În privinţa transformatoarelor de măsură de curent şi tensiune vor fi folosite noi mase de umplutură (cu dielectrici lichizi, solizi sau gazoşi), cum şi principii constructive de cele clasice.

Se menţionează tendinţa de construcţie a aparatajului pentru aceste tensiuni pentru o dispunere izolată faţă de pămînt, pe linii sau portal, ceea ce prezintă avantaje la alegerea distanţelor de izolare.

Fl. T.

CZ 621.311.153 : 338.4

Trosin, V. A. **Despre alegerea optimă a structurii şi puterii mijloacelor de compensare** (O vîbore optimalnoi structuri i moscinosti compensiruiscih srestev). În: Elektricestvo, nr. 9, septembrie 1967, p. 76—78, 1 fig., 1 tabel.

Se prezintă o metodă pentru stabilirea cheltuielilor de calcul prin exprimarea cheltuielilor de exploatare în funcţie de caracteristicile elementelor care intervin în schema electrică şi în funcţie de puterea reactivă necesară compensării. Se dau relaţii de calcul pentru pierderile înainte şi după compensare şi se stabileşte o funcţie generală a cheltuielilor de calcul.

Este de remarcat că la aplicarea relaţiilor se au în vedere atît aspectele din proiectare, cît şi cele din exploatare.

Se stabileşte o serie de condiţii practice pentru ca structura mijloacelor de compensare să fie optimă. Nu se trece cu vederea nici aspectul legat de necesarul puterii reactive necesare compensării în diverse situaţii caracteristice. Se arată modul de aplicare a celor deduse pe un exemplu numeric.

A. C.

CZ 621.311.161(4-15) : 620.9

Van Mele, R. **Evoluţia şi perspectivele producţiei de energie electrică şi interconectarea reţelelor în ţările din vestul Europei** (Évolution et perspectives de la production de l'énergie électrique et de l'interconnexion des réseaux dans l'ensemble des pays de l'Ouest de l'Europe). În: Bull. ASE **58**, nr. 8, 1967, p. 371—376.

Se constată că cererea de energie electrică în Europa se dublează la fiecare 10 ani datorită dezvoltării economice generale, şi nu există temeri că factorul de multiplicare nu va fi din ce în ce mai ridicat. Această creştere impune realizarea de unităţi puternice alternator-transformator, folosirea unor cicluri termodinamice din ce în ce mai perfecţionate la centralele termice, folosirea noilor surse de energie, în special cele atomice.

Se poate ca folosirea energiei nucleare să impună concentrarea în centrale de mare putere de 5 000 — 10 000 MW (cu unităţi de 600, 1 200 MW sau mai mari), plasate geografic în apropierea unor surse de apă (estuare, fluvii, ţărmul mării).

În privinţa tensiunii liniilor de transport europene, datorită distanţelor scurte în comparaţie cu cele din U. R. S. S. şi S. U. A. şi centrele aglomerate apropiate, se scontează posibilitatea trecerii în anii viitori cu unele linii de 400 la 750 kV; de asemenea, interconectarea sistemelor naţionale va permite utilizarea raţională a resurselor energetice şi creşterea siguranţei lor de funcţionare.

Fl. T.

CZ 621.311.442 : 621.357.1

Turnois, G. **Centrale de conversie moderne pentru electroliză** (Centrales de conversion modernes pour l'électrolyse). În: Revue Jeumont-Schneider, nr. 3, 1967, p. 31—36.

Progresele realizate prin utilizarea diodelor cu siliciu au modificat radical structura instalaţiilor de conversie de diverse puteri.

În articol se descriu două instalaţii cu grupe de redresoare cu siliciu pentru electroliză: una pentru electroliză în mediu

apos pentru electroliza clorurii de sodiu, iar alta pentru electroliză la temperaturi înalte necesară fabricaţiei aluminiului, ambele realizate de Societatea Pechiney Saint-Gobain.

În prima parte este descrisă instalaţia de electroliză pentru obţinerea clorului (necesar obţinerii diverselor materiale plastice ce conţin compuşi ai clorului).

Centrala de conversie propriu-zisă are trei grupuri de conversie, fiecare prevăzut pentru 36 kA şi 280 V.

Sînt folosite pentru transformatoare de 10,8 MW cu răcire naturală, în aceeaşi cuvă fiind montat un transformator de reglaj, în timpul funcţionării avînd un comutator cu 31 de poziţii.

Randamentul global al instalaţiei de conversie este 97% în plină funcţiune şi 97,7% la jumătate de sarcină. Este dată schema electrică a instalaţiei de conversie folosită.

În continuare, articolul se ocupă de staţia de conversie a uzinei de aluminiu, executată de societatea amintită.

Se dau unele date tehnice ale instalaţiei de conversie.

Cuvele electrolitice lucrează la 65 kA şi 950 V. Staţia de conversie au patru grupuri de transformatoare de tip cu raport de transformare fix, fiind alimentate cu tensiune variabilă în trepte prin transformator, astfel încît tensiunea poate varia între 50 şi 950 V pentru diverse sarcini. În plus, se foloseşte un reglaj continuu cu reactanţe variabilă pentru reglaje pe o plajă de 50 V.

Puterea nominală a staţiei este de 133 MW. Ca particularităţi constructive, redresoarele sînt făcute astfel ca să poată funcţiona în exterior fără precauţii deosebite. Diodele cu siliciu sînt răcite prin circulaţie forţată cu ulei. Elementele redresoare sînt aşezate de o parte şi de alta a cuvei transformatorului, fapt care prezintă o serie de avantaje :

— reduce la minimum linia de înaltă intensitate transformator-redresor, ceea ce are ca urmare creşterea randamentului conversiei şi a factorului de putere ;

— utilizarea la maximum a spaţiului disponibil ;

— economii de material.

I. D

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.045 : 620.193.918

Nyolond, K. şi Mosimann, TH. **Cercetări de îmbătrînire la înfăşurările statorice ale maşinilor electrice** (Alterungsuntersuchungen an Statorwicklungen elektrischer Maschinen). În : Bull. ASE **58**, nr. 17, 1967, p. 810—818, 12 fig., 9 ref. bibl.

În ultimii ani, în numeroase laboratoare au fost examinate diferite procedee de încercări nedistructive de urmărire a izolaţiei, iar experimentările făcute pe un număr mare de maşini sînt analizate în mod sistematic. Majoritatea procedeelor folosite permite urmărirea variaţiei cîtorva mărimi caracteristice în timpul serviciului, însă singura metodă capabilă să dea indicaţii corecte asupra stării de îmbătrînire a izolaţiei este aceea bazată pe aplicarea conjugată a mai multor procedee (tensiune, pierderi, curent de ionizare etc.).

Interpretarea corectă a rezultatelor nu se poate face însă fără încercări numeroase pe modele, în scopul determinării influenţei diverşilor parametri ai încărcării asupra unui sistem de izolaţie dat.

Fl. T.

CZ 621.313.13

Gukov, V. I. ş. a. **Realizarea constructivă şi rezerva rigidităţii dielectrice a izolaţiei bobinajelor micromotoarelor** (Konstruktivnoe ispolnenie i zapas elektriceskoi procinosti izolatii odmotok mikroelektrodvigatelei. În : Elektrotehnica **38**, nr. 7, 1967, p. 25—27, 4 fig., 2 tab., 5 ref. bibl.

În articol se studiază dependenţa tensiunii de străpungere în funcţie de gradul de întrebuinţare a volumului liber al părţilor frontale ale bobinelor micromotoarelor. De aici se determină coeficientul optim de întrebuinţare şi în acelaşi timp se elaborează o metodă pentru controlul statistic al rigidităţii electrice a izolaţiei statorice.

Se prezintă variaţia tensiunii de străpungere în funcţie de coeficientul de umplere (întrebuinţare) a izolaţiei părţilor de capăt pentru motoare cu conductori emailaţi (în diferite variante).

Pe această cale se determină coeficientul optim de umplere la 0,5, justificîndu-se prin micşorarea procentajului de motoare străpunse la încercare.

A. B.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.2

Ibott, J. D. **Transformatoare de distribuţie cu izolaţie de gaze** (Gas insulated Distribution Transformers). În : Electrical Rev., vol. **180**, nr. 12, 1967, p. 440—442.

După ce o bună perioadă de timp a existat tendinţa realizării unor transformatoare care foloseau aerul sau azotul ca element de răcire şi dielectric principal în locul uleiului, în ultimul tip se observă tendinţa de folosire a unor gaze electronegative. Acest lucru se datoreşte şi faptului că atît aerul, cît şi azotul sînt slabe din punct de vedere dielectric şi prezintă caracteristici inferioare comparativ cu gazele electronegative, ceea ce conduce la distanţe mai mare între piesele active, influenţînd astfel gabaritul şi costul transformatorului.

Gazele din familia fluorului, şi anume : hexafluorura de sulf (SF_6), hexafluoretanul (C_2F_6), perfluorpropanul (C_3F_8) şi octofluorciclobutanul (C_4F_8), prezintă rigidităţi dielectrice mai mari decît cele ale azotului la presiunea atmosferică de : 2,6, 2,4, 2,0, 2,9 şi capacităţi de răcire superioare, ceea ce reduce simţitor gabaritul transformatoarelor.

În continuare se analizează o serie de factori funcţionali ai transformatorului legaţi de presiune, temperatură, zgomot ; sînt, de asemenea, analizate toxicitatea şi compatibilitatea schemei de izolaţie.

Calculele economice făcute în S. U. A. arată că, deşi prin folosirea gazelor existente astăzi, costul va fi mai mare decît acela a unui transformator echivalent în ulei ; se obţin economii, în global, prin eliminarea izolaţiilor împotriva zgomotului, a camerelor împotriva incendiilor, instalaţiilor de evacuare a uleiului, precum şi datorită reducerii nivelului de bază al izolaţiei.

Fl. T.

CZ 621.314.21

* * * **Recomandări pentru măsura descărcărilor parţiale în transformatoarele de forţă** (Recomandaţii po izmereniam ciasticinih razreadov v silovih transformatorah). În : Elektrotechnika, nr. 9, 1967, p. 60.

Problema măsurării corecte a descărcărilor parţiale în echipamentele de înaltă tensiune constituie una dintre preocupările de bază ale marilor laboratoare. În articol se indică recomandările stabilite în cadrul unei consfătuiri a specialiştilor în acest domeniu, care a avut loc la Institutul electrotehnic unional din Moscova (VEI).

Astfel, se indică parametrii schemelor tip şi ai metodelor de măsură a descărcărilor, sensibilitatea schemelor şi definiţia mărimilor fundamentale. Ceea ce trebuie remarcat este faptul că încercările nu se mai fac numai în bandă selectivă, ci obligatoriu se completează cu o înregistrare a descărcărilor în bandă largă. Rezistenţa de măsură de pe care se culege impulsul este cuprinsă între 75 şi 1 000 Ω, iar constanţa de timp a circuitului RC să fie cuprinsă între limitele 10^{-6} şi 10^{-7} s.

Indicaţii se dau şi asupra zgomotului raportat la intrarea amplificatorului care nu trebuie să depăşească 50 μV ; măsurările se completează şi printr-o numărare a impulsurilor.

De asemenea, se dau indicaţii asupra calibrării schemei de măsură şi înregistrare a impulsurilor, precum şi metoda de măsură a descărcărilor parţiale la transformatoare ; prelucrarea rezultatelor experimentale constituie, de asemenea, o preocupare a articolului.

Fl. T.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglarea energiei electrice. Comutatoare. Întreruptoare, disjunctoare etc. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor*

CZ 621.316.514.001

Vişnevskii, Iu., I. ş.a. **Noua serie de întreruptoare în aer pentru tensiuni de 110 — 750 kV** (Novaia seria vozdušnih vîcliuciatelei napreajenia 110—750 kV). In : Elektrotechnika **38**, nr. 5, 1967, p. 3—10, 7 fig., 3 tab., 8 ref. bibl.

Creşterea tensiunilor de transport şi a puterilor în reţelele de foarte înaltă tensiune a impulsionat dezvoltarea de întreruptoare în construcţii îmbunătăţite, capabile să funcţioneze corect în toate condiţiile impuse de reţea.

Noua serie de întreruptoare în aer, care fac obiectul acestei analize din acest articol, prezintă unele avantaje importante, dintre care menţionăm :

— amplasarea contactelor de stingere a arcului în camere metalice de stingere umplute cu aer comprimat ;

— eliminarea din construcţii (pentru a mări siguranţa în funcţionare a aparatului) a izolatorului de porţelan şi a trecerilor de aer de secţiune mare, supuse presiunii interioare ;

— realizarea sub formă de modul a camerei de stingere, ceea ce permite realizarea întreruptorului pentru orice tensiune cuprinsă între 110 şi 750 kV ;

— suflaj de arc simetric şi independent pentru fiecare loc de rupere, cu eliminarea influenţei locurilor de rupere vecine în momentul stingerii arcului ;

— îmbunătăţirea funcţionării întreruptorului de viteze mari de restabilire a tensiunii, prin şuntare cu rezistenţe chimice mici.

Dintre alte elemente de noutate sau perfecţionări ale seriei se mai pot menţiona : creşterea presiunii de regim a aerului comprimat de la 10—20 la 30—35 at, timp maxim de stingere a arcului 0,019 s şi acţionarea electropneumatică rapidă.

Fl. T.

CZ 621.316.722

Laflay, F. **Alimentări stabilizate. Legătura cu problemele industriale** (Alimentations stabilisées. Liaison avec les problèmes industriels). In : L'électricien **80**, nr. 2082, martie 1967, p. 76—73.

În diversele domenii ale industriei este necesară adesea utilizarea unor surse de alimentare perfect stabilite la variaţiile de tensiune pe liniile de transport al energiei electrice.

În articol se tratează problema funcţionării unor stabilizatoare de putere. Principiul de stabilizare folosit este crearea unei tensiuni E_{st} care, adunată vectorial cu variaţia E a tensiunii U de stabilizat, să dea o componentă nulă, menţinînd astfel la ieşirea stabilizatorului o tensiune constantă.

Această tensiune E_{st} poate fi obţinută fie cu un traductor de tip transformator cu μ variabil comandat printr-o componentă de curent continuu, fie cu un autotransformator comandat de un servomotor.

În primul caz, componenta de curent continuu modifică permeabilitatea magnetică μ şi deci şi tensiunea la bornele transformatorului, conform relaţiei :

$$E_{st} = K \cdot \mu \cdot N_i .$$

În acest caz, componenta continuă este elementul de comandă. În cazul autotransformatorului, rolul acesta este îndeplinit de servomotor. Sistemul de comandă, în ambele cazuri, trebuie să furnizeze traductorului, respectiv autotransformatorului, un semnal proporţional cu diferenţa dintre U nominal şi tensiunea reală.

În articol se arată mai multe tipuri de astfel de sisteme de comandă pentru puteri pînă la 50 kVA. Este descris un sistem transistorizat folosind diode Zener. În final, se dau două date asupra unor astfel de stabilizatoare, unele fiind de curent continuu, iar altele, de curent alternativ.

I. D.

CZ 621.318 *Magnetism industrial. Aparate cu magneţi. Bobine. Relee*

CZ 621.318.2.002.004.12

Fahlenbrach, H. **Producerea şi însuşirile materialelor pentru magneţi permanenţi** (Herstellung und Eigenschaften von Dauermagnet — Werkstoffen). In : ETZ—B, nr. 16, noiembrie 1967, p. 477—482, 2 fig., 1 tab.

Autorul explică importanţa anizotropiei macroscopice prin tratamentul termic al cîmpurilor magnetice şi prin cristalizarea orientată a aliajelor ALNI şi ALNICO destinate magneţilor permanenţi. Forţa coercitivă creşte o dată cu conţinutul de cobalt şi de titan. Se insistă asupra diferitelor metode de fabricaţie, cum ar fi turnarea în forme, sinterizarea şi presarea cu lianţi. La magneţii permanenţi din ferite se explică importanţa valorilor mari ale cîmpului coercitiv. Se menţionează şi feritele de bariu şi de stronţiu. Se tratează avantajele şi dezavantajele magneţilor cu ferită în compoziţie cu cei ALINCO, precum şi fabricaţia şi importanţa magneţilor permanenţi Koerflex ca fiind cei mai mici magneţi permanenţi.

La aliajele de magneţi permanenţi ALNI şi ALNICO se deosebesc materialele izotrope, care, după o magnetizare în diferite direcţii, îşi păstrează aceleaşi însuşiri şi materialele anizotrope, care, după magnetizare, ating valorile nominale doar în direcţia orientată. Într-un grafic este arătată demagnetizarea lui ALNICO $H = f(B)$ izotrop şi anizotrop. Se expune apoi în amănunt şi se ilustrează printr-o fotografie formarea diferitelor cristalizări, făcîndu-se o analiză a marilor progrese înregistrate de aceste aliaje în privinţa parametrului de calitate $(B.H)_{max}$. Se insistă asupra stabilităţii mereu crescînde a magneţilor permanenţi moderni din grupa feritelor (Koerzit, Koerox, Koerflex etc.), arătîndu-se şi amănunte privind realizarea lor şi prezentîndu-se într-o tabelă calităţile lor tehnice.

Se subliniază însuşirile materialului de origine americană Koerflex fabricat în sîrmă şi în benzi şi utilizat în special în instrumente, reglaj şi comandă de la distanţă (în combinaţie cu generatorii Hall) etc. În încheiere, autorul citează cîteva din alte materiale (Lodex de la General Electric, aliajele pentru benzi de magnetofon ş.a.m.d.), arătînd că industria magneţilor permanenţi este în plină dezvoltare, adăugînd că marile laboratoare de cercetare din toată lumea examinează acum materialele intermetalice (în special mangan şi cobalt) pentru fabricarea magneţilor permanenţi.

GH. C

CZ 621.319 *Electrostatică industrială*

CZ 621.319.4 + 537.212

Varsavskii, D. S. **Despre alegerea intensităţii cîmpului electric de lucru şi grosimii izolaţiei din hîrtie la condensatoarele pentru frecvenţe mărite** (O nibare raboceno znacemia napriajennosti elektriceskovo polia i tolsini bumajnovo kondensatornovo dielektrica pri povisennih ciastotah). In : Elektromechanika **10**, nr. 5, 1967, p. 513—521, 3 fig., 4 tab., 12 ref. bibl.

Condensatoarele lucrînd la frecvenţe medii, respectiv 500—10 000 Hz, au solicitări termice mai ridicate decît condensatoarele pentru frecvenţe industriale. Aceasta se explică prin pierderile mărite pe unitatea de condensator. Din această cauză se aplică gradienţi de potenţial, de valori mai scăzute, respectiv 3 — 8 kV/mm la condensatoarele cu răcire naturală şi 5 — 10 kV/mm la cele cu răcire artificială.

Pentru determinarea corectă a gradienţilor de potenţial se studiază caracteristicile dielectrice ale hîrtiilor KON—1 de grosimi diferite. Gradienţii de străpungere în curent continuu şi alternativ sînt comparaţi cu gradientul de ionizare. Se observă că gradienţii de străpungere în funcţie de grosime au o alură de creştere pînă la 60—70 μ, după care scad după o pantă mai rapidă. În schimb, gradientul de ionizare are o alură descendentă pentru toată gama de grosimi (de la 20 la 160 μ).

În concluzie, se propune micşorarea grosimii dielectricului (în special din considerente de ionizare) şi deci mărirea gradientului de potenţial de lucru.

A. B.

CZ 621.319.4.018.782.3

Volkov, I. V. **Procese optime la încărcarea condensatoarelor** (Optimalniie proţesi zariada emkostnih nakoptelei). În: Isvestia Vissih Ucebnih Zaredenu, Energhetiks **10**, nr. 4, 1967, p. 25—28, 2 fig., 2 ref. bibl.

În fizica energiilor mari şi în tehnica curenţilor tari, metoda acumulării de energie prin folosirea bateriilor de condensator a luat o mare răspîndire. Aceste baterii se folosesc în special în generatoarele de impuls de curent şi de tensiune, în tehnica radiolocaţiei, în instalaţiile de sudură etc. Aici intervine problema asigurării randamentului maxim în procesul de încărcare.

O metodă eficientă pentru mărirea randamentului încărcării constă în reglarea tensiunii de intrare în timpul ciclului de încărcare.

În lucrare se studiază forma optimă a curbei variaţiei tensiunii de intrare, la care pierderile în rezistenţa ohmică a circuitului de încărcare sînt minime. Se prezintă studiul analitic cu experimentările în cazuri particulare

A. B

CZ 621.35 *Electrochimie industrială*

CZ 621.352.6

Plust, H. G. **Pile de combustie** (Brennstoffzellen). În: Bull. ASE **58**, nr. 6, 1967, p. 249—256, 17 fig., 21 ref. bibl.

Comparativ cu metodele uzuale de transformare a energiei convenţionale, pilele cu gaz permit a transforma energia gazului direct în energie electrică. Datorită modului lor de funcţionare, ca şi avantajului deosebit pe care îl prezintă—posibilitatea de acumulare a energiei — pilele cu gaz deschid posibilitatea unor utilizări interesante; deja agregate complete constituite din elemente ce lucrează cu O_2 şi H_2 ating durate de funcţionare de 1 000 ore. Există însă şi dezavantaje, şi anume: preţul ridicat şi capacitatea slabă de acumulare a gazului, care limitează oarecum fabricaţia.

Combinaţii de generatoare de H_2 permit să se atingă greutăţi unitare de 40—100 kg/kW, de unde rezultă posibilităţi de aplicaţii nu numai în sectorul militar şi navigaţia spaţială, ci şi la grupurile electrogene de intervenţie, propulsia electromobilelor, mici centrale (circa 100 kW). Se arată, de asemenea, utilizarea cu succes a unor pile de combustie de mică putere pentru alimentarea convertizoarelor căilor de televiziune şi a balizelor

Fl. T.

CZ 681 *Mecanică de precizie*

CZ 618.187

TSCHOPP, P. A. **Tehnologia electromagneţilor cu conductori criogenici şi supraconductori** (Technologie von tiefgekühlten und supraleitenden Elektromagneten). In: Bull. ASE **58**, nr. 4, 1967, p. 167—181, 17 fig., 67 ref. bibl.

Studiul electromagneţilor utilizaţi în cercetarea ştiinţifică poate fi divizat în trei părţi importante, şi anume: problemele fundamentale ale cîmpului magnetic şi calculul magneţilor, concepţia şi fabricaţia lor, încercările de verificare şi exploatare. Se analizează în mare toate aceste capitole, insistîndu-se, în special asupra problemelor ce privesc concepţia şi fabricaţia, adică tehnologia propriu-zisă a acestor electromagneţi.

După o clasificare a electromagneţilor după conductori, şi anume: cu conductori normali, criogenici şi supraconductori, se descriu sistematic magneţii criogenici şi supraconductori din punctul de vedere al circuitelor magnetice, al înfăşurărilor şi bobinelor, al răcirii şi alimentării cu curent.

Domeniile lor de aplicaţie sînt ilustrate de cîteva exemple; de asemenea, se indică şi anumite direcţii de perspectivă în acest domeniu.

FL. T.

BREVETE

CZ 621.3.045

Procedeu şi dispozitive pentru bobinarea maşinilor electrice mici de curent continuu. Brevet R.S.R. 48172, înregistrat la 23. XII. 1965, publicat la 2.VIII. 1967. Titular: Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini, Autor: ing. Alexandru Nistor.

Invenţia se referă la un procedeu şi la dispozitive pentru montarea barelor în crestăturile rotorului, formarea capetelor de bobină înspre colector, introducerea colectorului pe axul rotorului şi a barelor în crestăturile colectorului la maşinile mici de curent continuu.

Pentru executarea acestor lucrări sînt cunoscute procedee manuale în care sînt folosite diferite dispozitive pentru fiecare fază a procesului de lucru. Aceste procedee prezintă importante dezavantaje:

— în cazul folosirii manuale a capetelor de bobină ale rotorului, barele nu pot fi îndoite toate la fel, izolaţia bobinajului se slăbeşte, rezultă un rotor neechilibrat, iar manopera este foarte mare;

— folosirea diverselor dispozitive pentru executarea bobinajului nu asigură o corelare în succesiunea operaţiilor, izolaţia nu este protejată în timpul procesului de îndoire şi introducere în crestăturile colectorului, astfel încît apar în mod frecvent străpungeri la punctele de îndoire; nu se realizează identitatea rotoarelor în producţia de serie, iar productivitatea rămîne scăzută.

Procedeul şi dispozitivele, conform invenţiei, înlătură dezavantajele arătate, prin aceea că execută operaţiile în trei faze, cu ajutorul a două dispozitive, executînd mecanic toate operaţiile asupra fiecărui rotor menţinut cu axul în poziţie verticală. Cu un dispozitiv, într-o primă fază, se face montarea barelor bobinajului şi crestăturile rotorului şi se preformează capetele de bobină spre colector, după o suprafaţă tronconică, la diametrul necesar introducerii lor în colector. În a doua fază, al doilea dispozitiv fixează rotorul într-o poziţie determinată prin strîngerea pe verticală a pachetului de tole, fixînd în acelaşi timp capetele superioare ale barelor bobinajului, printr-un sistem de piepteni orizontali cu mişcări radiale, care fixează toate barele faţă de rotor, formînd un bloc cu rotorul. În acest fel se protejează izolaţia barelor, deplasînd punctele de îndoire din zonele periculoase ascuţite ale crestăturilor rotorului şi formînd un suport masiv cu rotunjiri corespunzătoare pentru îndoirea barelor. Se realizează apoi îndoirea barelor printr-o mişcare simultană de rotire în sensuri opuse a celor două rînduri de bare, combinată cu o mişcare pe verticală. În faza a treia se realizează introducerea colectorului pe ax, simultan cu introducerea capetelor de bară ale bobinajului în crestăturile colectorului, asigurînd în acelaşi timp o poziţie precisă şi întotdeuna aceeaşi a colectorului faţă de rotor. În acest fel, poziţiile relative ale crestăturilor colectorului faţă de crestăturile rotorului, precum şi poziţiile capetelor barelor îndoite pentru aducere

la colector sînt totdeauna aceleaşi, asigurîndu-se în acest fel identitatea rotoarelor.

În cele ce urmează se dă un exemplu de realizare a procedeului şi dispozitivelor, conform invenţiei, în legătură cu figurile 1—5, care reprezintă :

— figurile 1 şi 2, vedere în secţiune verticală, şi respectiv, vedere frontală a dispozitivului pentru montarea şi preformarea barelor bobinajului rotoric ;

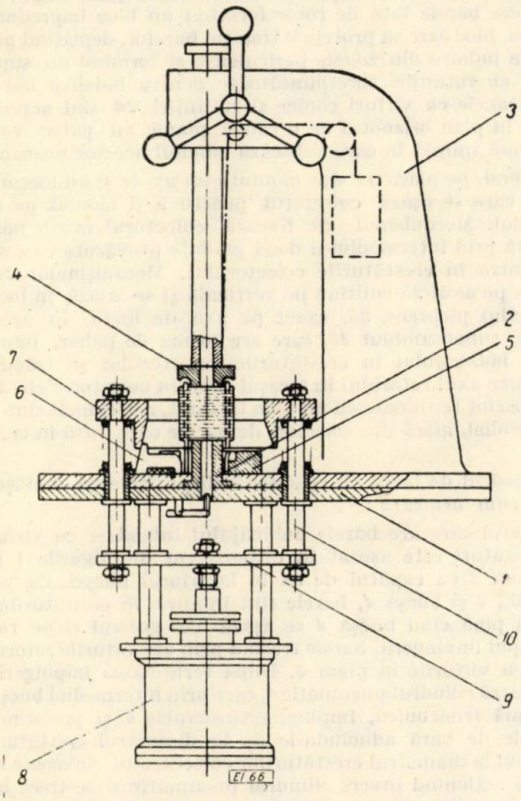


Fig. 1

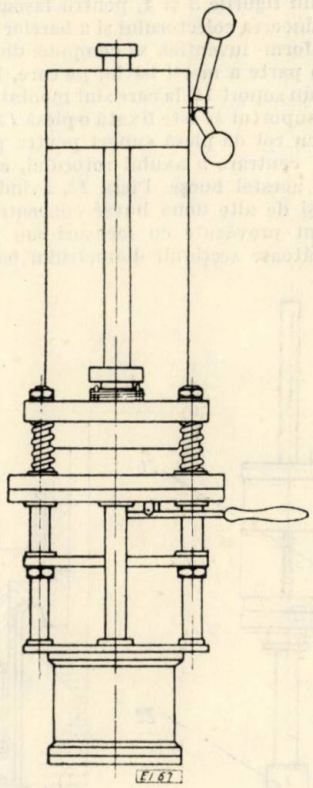


Fig. 2

— figurile 3 şi 4, vedere în secţiune verticală, şi respectiv, vedere laterală a dispozitivului de îndoire a barelor, de introducere a colectorului pe axul rotorului şi de introducere a barelor bobinajului în crestăturile rotorului ;

— figura 5, detaliu al dispozitivului din figura 3 privind mecanismul de îndoire a capetelor de bare spre colector.

Dispozitivul din figurile 1 şi 2, pentru montarea şi performarea barelor, conform invenţiei, se compune dintr-o placă dublă *1*, care face parte din masa batiu. În placă este montată bucşa *2* prin centrul căreia trece axul rotorului servind pentru centrare şi ca reazem pentru pachetul rotoric, avînd diametrul corespunzător preformării barelor. În partea superioară, pe placa *1* este montată o presă manuală *3*, servind pentru a împinge în mod controlat barele bobinajului în crestăturile rotorului cu ajutorul unei bucşe *4*, prevăzută cu un şanţ inelar care îmbracă capetele de bobină pînă cînd bucşa *4* se lipeşte de pachetul rotor. Pe placa *1*, centrat pe bucşa *2*, este fixată o piesă inelară *5* în care sînt executate 23 de locaşuri radiale echidistante, în care intră vîrfurile barelor bobinajului pe înălţimea care urmează a fi îndoită. În cele 23 de locaşuri ale piesei *5* culisează poansoanele *6*, care execută, prin împingerea radială, preformarea bobinajului. Poansoanele *6* sînt acţionate în cursa orizontală de lucru radiată de o bucşă *7* cu o formă tronconică, iar retragerea poansoanelor la poziţia iniţială se face prin acţiunea unor resoarte montate orizontal sub fiecare poanson. Bucşa *7* primeşte mişcarea verticală de la un cilindru pneumatic *8* montat sub placa *1*. Mişcarea se transmite de la cilindrul *8* prin intermediul unei plăci *9*, a trei coloane *10* şi al cilindrului *8*, care permite reglajul de poziţie al bucşei *7*.

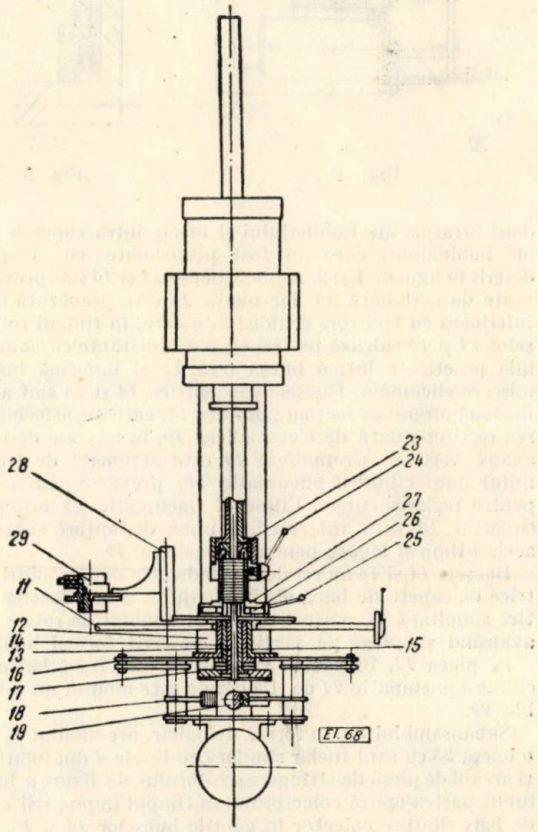


Fig. 3

Dispozitivul din figurile 3 şi 4, pentru fasonarea capetelor de bobină, introducerea colectorului şi a barelor în crestăturile colectorului, conform invenţiei, se compune dintr-o placă *11*, care constituie o parte a mesei batiu, pe care, în partea inferioară este prins un suport *12*, la care sînt montate mecanismele de acţionare. Pe suportul *12* este fixată o piesă *13* de forma unei bucşe tubulare cu rol de piesă suport pentru pachetul rotor şi de ghidare şi centrare a axului rotorului, care intră prin golul central al acestei bucşe. Piesa *13*, avînd rol şi de ax, este îmbrăcată şi de alte două bucşe concentrice *14* şi *15*. Aceste bucşe sînt prevăzute cu locaşuri sau găuri echidistante corespunzătoare secţiunii diametrului barelor din alte

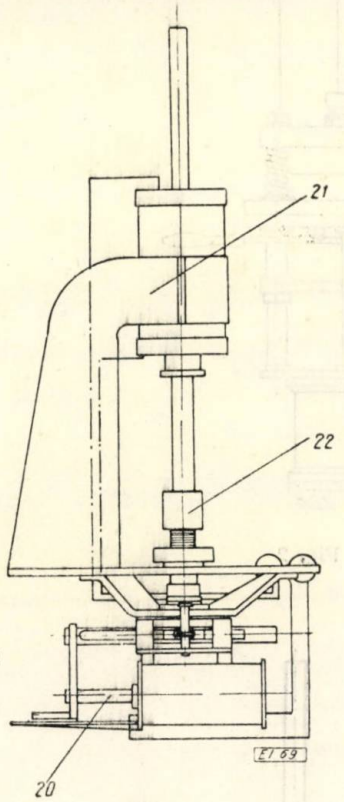


Fig. 4

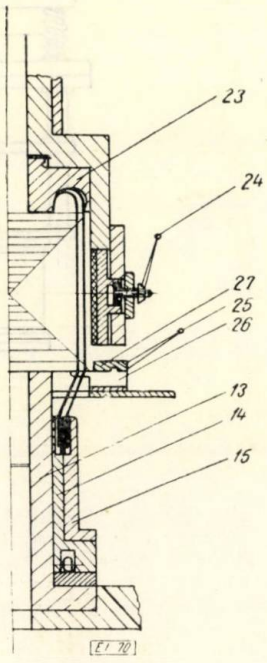


Fig. 5

două straturi ale bobinajului şi în ele intră capetele de bară ale bobinajului care au fost preformate cu dispozitivul descris în figurile 1 şi 2. Ambele bucşe *14* şi *15* sînt prevăzute cu braţe de acţionare *16*, iar bucşa *14* este prevăzută la partea inferioară cu trei role echidistante care, în timpul rotirii bucşelor *14* şi *15* rulează pe trei elice echidistante cu pantă variabilă practicate într-o bucşă fixă *17* şi imprimă bucşelor o mişcare elicoidală. Bucşele concentrice *14* şi *15* sînt acţionate de două pîrghii în sectoare dinţate *18*, care transformă mişcarea rectilinie dată de o cremalieră *19*, în mişcare de rotaţie şi avans vertical. Cremaliera *19* este acţionată de tija pistonului unui cilindru pneumatic *20*, prevăzut cu tampoane pentru reglarea cursei. Cilindrul pneumatic *20* este prins de suportul *12* prin intermediul unor distanţori care sînt în acelaşi timp şi lagăre pentru cremaliera *19*.

Bucşele *14* şi *15* au rol de a prinde cele două rînduri concentrice de capete de bară ale bobinajului şi a le fasona prin rotire simultană în sensuri opuse, la unghiul de rotire necesar, avansînd simultan pe verticală potrivit formei bobinajului.

Pe placa *11*, în partea superioară este fixat batiul cu un cilindru pneumatic *21* de tija căruia este montat un subansamblu *22*.

Subansamblul *22*, în formă de pahar, are montat în interior o bucşă *23* cu şanţ inelar similară cu bucşa *4* din figurile *1* şi 2 şi are rol de piesă de strîngere a rotorului de fixare a bobinajului de partea opusă colectorului în timpul împingerii capetelor de bare dinspre colector în găurile bucşelor *14* şi *15*. Subansamblul *22* este prevăzut şi cu un mecanism de strîngere *24*, cu ajutorul căruia se strînge radial rotorul pentru a-l împiedica să se rotească şi pentru a-l menţine în poziţie precisă după fasonarea barelor şi în timpul introducerii colectorului. Atît bucşa *23*, cît şi tija pistonului cilindrului *21* sînt găurite pentru a lăsa să treacă prin ele axul rotorului.

De placa *11*, la nivelul bucşei *13*, este fixat un sistem pieptene *25*, format dintr-o placă cu 23 de locaşuri radiale în care culisează 23 de pansoane *26* cu vîrfuri conice şi rotunjiri, care au rolul ca, pătrunzînd printre barele bobinajului lîngă rotor, să fixeze barele faţă de rotor formînd un bloc împreună cu acestea, bloc care să protejeze izolaţia barelor, deplasînd punctele de îndoire din zonele periculoase şi formînd un suport masiv cu rotunjiri corespunzătoare pentru îndoirea barelor. Poansoanele cu vîrfuri conice şi rotunjiri *26* sînt acţionate radial în plan orizontal de o camă plană cu patru canale de formă spirală în care culisează călciiul acestor poansoane.

Lateral, pe placa *11* sînt montate un ax *28* şi un mecanism *29* în care se aşază colectorul pentru a fi montat pe axul rotorului. Mecanismul *29* fixează colectorul într-o poziţie definită prin intermediul a două ghidaje prevăzute cu resort, care intră în crestăturile colectorului. Mecanismului *29* se roteşte pe axul *28* culisînd pe verticală şi se aşază în locaşul sistemului pieptene *25*, exact pe axa de lucru. În această poziţie, subansamblul *22*, care are forma de pahar, împinge barele bobinajului în crestăturile colectorului şi, totodată, introduce axul rotorului în locaşul său din colector. Cele două ghidaje sînt terminate cu un plan înclinat, astfel încît sînt împinse radial, afară din colector, de barele care intră în crestături.

Procedeul de lucru cu cele două dispozitive se desfăşoară după cum urmează :

Rotorul care are barele bobinajului introduse cu vîrfurile în crestături este aşezat în dispozitivul din figurile 1 şi 2 pe bucşa *2* cu capătul de ax în interiorul bucşei. Cu presa manuală *3* şi bucşa *4*, barele sînt împinse în crestăturile rotorului pînă cînd bucşa *4* se aşază cu gulerul ei pe rotor. În timpul împingerii, barele trecînd prin crestăturile rotorului, intră cu vîrfurile în piesa *5*. După terminarea împingerii se acţionează cilindrul pneumatic *8*, care prin intermediul bucşei *7*, de formă tronconică, împinge poansoanele *6*, şi preformează capetele de bară aducîndu-le de la diametrul crestăturilor rotorului la diametrul crestăturilor colectorului. Se scoate apoi rotorul acţionînd invers cilindrul pneumatic şi se trece la al doilea dispozitiv din figurile 3 şi 4 unde este aşezat cu capetele de bară în locaşurile bucşelor *14* şi *15*. Acţionînd cilindrul pneumatic *21*, subansamblul *22* coboară peste rotor, împinge barele în locaşurile din bucşele *14* şi *15*, strînge rotorul între bucşa *13* şi gulerul bucşei *24*, ţinînd fixat bobinajul la partea superioară. Se strînge radial rotorul cu mecanismul *24* care îl fixează în subansamblul *22*. Se roteşte placa *25*, care împinge radial, între barele bobinajului, poansoanele conice cu rotunjiri, formîndu-se un bloc continuu. Se acţionează apoi cilindrul pneumatic *20*, care, prin cremaliera *19*, prin sectoarele dinţate cu pîrghii *18* şi prin braţele *16* acţionează bucşele *14* şi *15*, rotindu-le în sensuri opuse şi ridicîndu-le pe verticală, folosind simultan toate capetele de bobinaj spre colector. După aceste operaţii se retrag poansoanele *26* şi rotorul este ridicat de subansablul *22*, care îl menţine strîns. Se aşază colectorul în mecanismul *29* care aduce colectorul pe axa de lucru a cilindrului pneumatic. Acţionînd cilindrul *21* în cursă de coborîre, axul rotorului este împins în colector şi simultan capetele de bară sînt introduse în crestăturile colectorului. Impingerea se efectuează pînă cînd capătul axului rotorului ajunge la un limitator. Se comandă ridicarea şi rotorul se ridică din mecanismul *29* cu colectorul montat. Se slăbeşte strîngerea din subansamblul *22* şi se scoate rotorul gata pentru operaţiile de cositorire a barelor la colector, după care se reia ciclul cu alt rotor.

Prin utilizarea procedeului şi a dispozitivelor, conform invenţiei, se obţin următoarele avantaje :

— se asigură identitatea caracteristicilor funcţionale ale rotorului ;

— se mecanizează executarea operaţiilor asigurînd toate condiţiile de fasonare identică a barelor şi se protejează şi izolaţia ;

— se realizează o productivitate mare în procesul de bobinaj.

CRONICĂ

Hexafluorura de sulf în discuţia CEI

Între 30 şi 31 octombrie 1967 a avut loc la Bucureşti prima şedinţă de lucru a subcomitetului 10 C al CEI, al cărui domeniu de studii îl formează dielectricii gazoşi.

Pe ordinea de zi a fost discutarea proiectului de recomandare privind caracteristicile tehnice şi metodele de încercare a hexafluorurii de sulf (SF_6), proiect elaborat de un grup de specialişti. La lucrări au participat 26 de specialişti din Anglia, Belgia, Franţa, Italia, Olanda, R.F. a Germaniei, Republica Socialistă România şi U.R.S.S., precum şi dl. C.J. Stanford, secretarul general adjunct al CEI.

Deşi acest gaz, în principal inert şi stabil, şi-a găsit utilizarea tehnică relativ tîrziu, un număr important de ţări au desfăşurat cercetări experimentale intense şi îl folosesc pe scară industrială ca dielectric în disjunctoare cu putere de rupere mărită, în transformatoare de forţă (miniere, tracţiune, distribuţie urbană), transformatoare de măsură, condensatoare, aparatură industrială cu raze X, stabilizatoare de tensiune, microscoape electronice, echipamente de cercetări nucleare, cabluri de înaltă tensiune ş.a.

Dintre proprietăţile SF_6, cea mai remarcabilă este rigiditatea dielectrică ridicată care se ridică la 2,5—2,7 ori rigiditatea dielectrică a azotului. În figura 1 sînt prezentate proprietăţile dielectrice ale SF_6 în comparaţie cu ale N_2 (după o publicaţie a firmei Montecatini Edison — Milano).

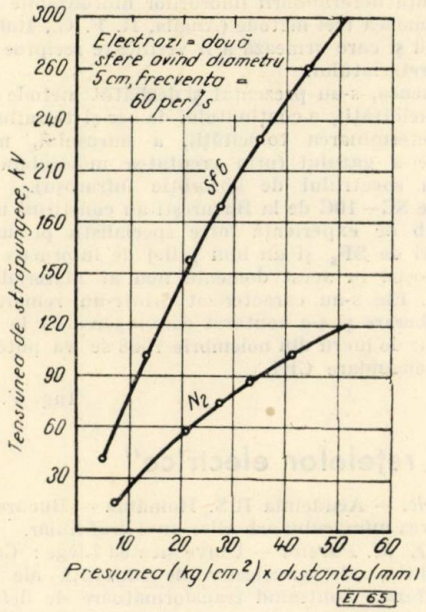


Fig. 1

Această proprietate se datoreşte caracteristicilor electronegative ale gazului, adică tendinţei sale de a capta, într-un cîmp electric, electronii liberi cu formarea de ioni negativi (SF_5^- şi SF_6^-).

Disjunctoarele cu SF_6 prezintă unele avantaje faţă de cele cu aer comprimat sau cu ulei, ca de exemplu :

— capacitatea ridicată de stingere a arcului ;

— lipsa zgomotului funcţional, care prezintă interes în anumite utilizări ;

— gabaritul redus ;

— neinflamabilitatea (care devine un avantaj faţă de ulei) ;

— netoxicitatea.

Experienţa unor firme arată că într-o atmosferă cu SF_6 poate fi întrerupt un curent de 100 de ori mai mare decît de aer, în condiţii egale. Capacitatea de stingere a hexafluorurii este datorită probabil proprietăţilor sale termice.

Ca mediu de răcire în transformatoare, SF_6 conferă înfăşurării o rezistenţă sporită la impuls.

Tangenta unghiului de pierderi SF_6 este foarte redusă, fiind sub 2×10^{-7} la presiunea normală de 760 mm Hg.

Totuşi, la utilizarea unui dielectric nou, proiectantul trebuie să ţină seamă nu numai de avantajele pe care firmele producătoare le prezintă deseori cu lux de amănunte, ci şi de modul cum se comportă în condiţiile concrete în exploatarea de durată în disjunctor, transformator etc.

Din practica de exploatare au rezultat pînă acum unele aspecte interesante ale comportării SF_6, ca de exemplu fluorurile inferioare care se formează sub acţiunea descărcărilor electrice disruptive sau chiar discrete sînt corosive faţă de unele materiale nemetalice (ca sticlă-silicon, steatite) sau metalice (ca alama, cuprul, oţelul, tungstenul etc.). Efectul corosiv este agravat de temperaturile ridicate şi de prezenţa umidităţii, aceasta din urmă producînd, prin fenomenul de hidroliză, acidul fluorhidric. Pentru a face faţă acţiunii acestuia este nevoie să fie utilizat oţel inoxidabil sau aluminiu (dacă construcţia permite). În legătură cu aceasta trebuie menţionat că efectele corosive ale produselor de descompunere a SF_6 sînt diminuate prin proprietatea ciudată a gazului constînd în reconstituirea moleculei de SF_6 din majoritatea produselor de descompunere şi radicalii liberi formaţi în timpul descărcărilor electrice (proprietatea aceasta este numită „autoregenerare").

Dacă, de exemplu, într-un caz excepţional, au loc descărcări instantanee într-un transformator, are loc descompunerea SF_6 în fluoruri inferioare (tetra sau bifluoruri), acestea pot fi absorbite de anumite materiale solide avînd o suprafaţa specifică mare, ca, de exemplu, hidroxidul de potasiu sau alumină activată, care diminuează sau elimină consecinţele nedorite în aparat.

În prezenţa oxigenului, SF_6 reacţionează numai sub acţiunea arcului, formînd amestecuri care conţin grupul —S—O—F.

Caracteristicile arătate sumar fac ca laboratoarele de specialitate să efectueze încă cercetări laborioase, care urmăresc mărirea siguranţei şi durabilităţii în exploatare a disjunctoarelor cu SF_6 proprietăţi fără de care marea putere de rupere conferită de acest dielectric nu poate constitui o garanţie sigură în competiţia cu alte tipuri de aparate de comutare.

O vizită de documentare, făcută recent la Laboratoire central des Industries Électriques (LCIE) din Franţa, mi-a permis să asist la investigaţii ştiinţifice de înalt nivel în acest domeniu, dintre care citez :

— studiul sistemului de izolaţie SF_6 + izolanţi solizi ;

— studiul rigidităţii dielectrice a SF_6 în cîmp uniform şi în cîmp divergent ;

— studiul descărcărilor parţiale în SF_6 (la presiuni de 0,2—1 bar.) şi în amestecul SF_6 + aer (la presiuni de 1—6 bar.) ;

— studiul gazelor de degajare în timpul funcţionării (prin metodele gaz-cromatograf şi spectrometrie în infraroşu) şi efectele corosive ale acestora (în special a tetrafluorurii de carbon) ;

— studiul contactelor disjunctoarelor în SF_6 (la 3 ata), în diferite regimuri de rupere, pentru determinarea duratei de viaţă.

Încercările efectuate la LCIE arată că pe contactele disjunctorului în SF_6 sub curent şi tensiune, după o durată de nefuncţionare (lipsa anclanşărilor şi declanşărilor) de 50 ore, se formează o peliculă izolantă atît de compactă încît curentul de trecere se anulează, cu toată creşterea comandată a tensiunii pe contacte.

Trecerea sumară în revistă a unor aspecte legate de utilizarea hexafluorurii de sulf ca dielectric arată că acest gaz are mare perspective în tehnica echipamentului de înaltă tensiune, însă că cercetarea ştiinţifică are încă un protofoliu vast de probleme interesante ce aşteaptă a fi rezolvate.

Subcomitetul SC—10C şi-a desfăşurat lucrările pe următoarele probleme :

— domeniul de aplicare ;

— obiectul recomandării;
— caracteristicile SF_6 în stare livrată şi în stare de serviciu (uzată);
— metode de încercare de rutină (practice);
— metode de încercare de precizie (de referinţă).

Obiectul recomandării a suscitat vii discuţii în sensul că unii participanţi au propus a se norma numai caracteristicile gazului nou, iar alţii, a gazului în serviciu (caracteristici limită de lucru).

La baza divergenţelor stă tocmai poluarea gazului în timpul funcţionării, la care concură în principal condiţiile de funcţionare şi de manipulare a gazului şi mai puţin caracteristicile lui iniţiale. În cele din urmă, subcomitetul a reţinut caracteristicile gazului nou, şi anume:

— densitatea 2,14;
— conţinutul de apă . . . . . .15 p. p. m.*;
— conţinutul de azot . . . . . } 500 p.p.m.;
— conţinutul de oxigen . . . . . }
— conţinutul de carbon . . . . . 500 p. p. m.;
— aciditatea liberă . . . . . 0,3 p. p. m.,
— amestecul de fluoruri hidrolizabile . . . . . .1 p. p. m. (provizoriu);
— SO_2 . . . . . lipsă;
— rigiditatea dielectrică (în cîmp uniform şi în condiţii de iradiere moderate) . . . . } 2,7 ori rigiditatea azotului.

Unii participanţi au propus ca SO_6 — ca indice de miros — să fie inclus în indicele de aciditate (care poate fi 0,4 p. p. m.), iar metoda să fie unică pentru determinarea acidităţii şi mirosului.

În ceea ce priveşte măsura rigidităţii dielectrice s-au prezentat cîteva metode şi cîteva aparate (celule); grupa de lucru a propus o celulă cilindrică din sticlă boro-silicat cu sistemul de electrozi sferă-plan, după metoda ASTM D 2477 T, iar delegaţia Franţei a propus o celulă din oţel inoxidabil cu electrozi cilindrici (fir şi cilindru), urmărind reducerea maximă a dispersiei.

Metodele au fost analizate sub aspectul certitudinii de a furniza rezultate repetabile şi reproductibile. S-a remarcat că încercările de rigiditate în cîmp neuniform duc la valori mai reduse decît în cîmp omogen şi deci este indicată la încercarea gazelor uzate. La aceasta noi observăm că laboratoarele de cercetări efectuează încercările şi în cîmp uniform şi în cîmp neuniform în funcţie de exigenţele constructorului de aparate. Este ştiut, de asemenea, că valoarea de vîrf şi viteza de creştere a tensiunii, gradul de ionizare şi de iradiere influenţează valoarea rigidităţii măsurate.

În discuţii, delegaţii care reprezentau fabricaţia gazelor înclinau spre încercări în cîmp uniform ale gazului nou, iar reprezentanţii electricieni susţineau — îndreptăţiţi — încercările în cîmp neuniform atît a gazului nou, cît şi a gazului în servici.

Delegaţia Republicii Socialiste România a propus ca parametrii de încercare a rigidităţii dielectrice să corespundă publicaţiei CEI 60/1962.

Alte delegaţii au apreciat că SF_6 fiind un gaz simplu, determinarea rigidităţii dielectrice nu are sens, întrucît ea este cunoscută şi este determinată de structura moleculară a gazului. În cele din urmă s-a hotărît formarea unei grupe de specialişti care să studieze comparativ metodele de încercare prezentate şi să facă o propunere nouă privind măsurarea acestui parametru important pentru electricieni.

Pentru determinarea umidităţii s-au pus de asemenea, în discuţie cîteva metode: metoda gravimetrică, metoda electrolitică şi metoda punctului de rouă; în şedinţă, tov. ing. V. Bărcănescu (R. S. R.) a propus o metodă calorimetrică, experimentată la freon în laboratoarele I C. P. E., bazată pe reacţia $Mg_3 N_2$ asupra apei, metodă prin excelenţă comodă şi care realizează o precizie suficientă (pînă la 10 p. p. m.), necesitînd un consum redus de gaze şi o durată scurtă de încercare.

S-a remarcat că metoda gravimetrică este indicată ca o metodă de precizie (de referinţă), iar metoda electrolitică drept metodă de rutină.

Toate metodele prezentate urmează a fi aprofundate şi comparate, iar rezultatele comunicate comitetelor naţionale.

În privinţa determinării fluorurilor hidrolizabile s-au propus de asemenea trei metode (Anglia, R. F. G., Italia), similare în fond şi care urmează a fi verificate reciproc şi comunicate secretariatului.

De asemenea, s-au prezentat şi dezbătut metode de determinare a acidităţii, a conţinutului de aer şi tetrafluorură de carbon, determinarea toxicităţii, a mirosului, metode de identificare a gazului (prin greutatea moleculară şi prin comparaţia spectrului de absorbţie infraroşu).

Lucrările SC—10C de la Bucureşti au constituit un foarte util schimb de experienţă între specialiştii producători şi consumatori de SF_6 şi un bun prilej de informare a cercetătorilor noştri în acest domeniu nou al materialelor electroizolante. Ele s-au caracterizat printr-un remarcabil spirit de colaborare şi s-a conturat convingerea că la următoarea reuniune de lucru din noiembrie 1968 se va putea definitiva o recomandare CEI.

Ing. *V. Ciofu*

* 1.p.p.m. = o parte pe milion = 0,0001% (în greutate).

Simpozionul de „Analiza şi sinteza reţelelor electrice"

Organizat de Academia Republicii Socialiste România, prin Institutul de energetică în colaborare cu Ministerul Învăţămîntului, Ministerul Energiei Electrice şi Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, în prima decadă a lunii octombrie 1967, acest simpozion a reuşit să prezinte numeroşilor participanţi din ţară şi specialiştilor invitaţi de peste hotare rezultatele remarcabile atinse în cercetare de şcoala românească de electrotehnicieni.

Şedinţa de deschidere a fost prezidată de tov. acad. Miron Nicolescu, preşedintele Academiei. După o prezentare sintetică a progreselor realizate în acest domeniu în ţara noastră, făcută de către tov. acad, prof. dr. doc. Remus Răduleţ, participanţii străini au prezentat salutul colegilor din străinătate şi urări pentru o bună reuşită a simpozionului. Au urmat comunicările ştiinţifice reprezentate pe secţii.

Cum comunicările la acest simpozion vor apărea în curînd, ne rezumăm în cele ce urmează la înşiruirea titlurilor şi autorilor în ordinea succesivă a primelor şase secţii ale simpozionului, care se referă la teme electrotehnice.

1. Teoria generală a reţelelor electrice

R. Răduleţ — Academia R. S. România — Bucureşti: Cîteva principii de „Analiză nodală".

M. Bercovici — Academia R.S. România — Bucureşti: Stabilirea numărului arborilor unui graf liniar.

A. Calvaer, M. Pavella — Universitatea Liège: Caracterele analitice ale matricelor de imitanţă ale reţelelor polifazate conţinînd transformatoare de defazaj.

P. Dimo — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti: Analiza nodală în lumina metodei grafurilor de fluenţă.

R. Baumann — Institutul de matematică. Şcoala tehnică superioară — München: Algoritme de eliminare ordonată pe baze topologice în analiza circulaţiilor de puteri.

T. Cholewicki — Academia Polonă de ştiinţe — Varşovia: Generalizarea giratorilor ideali ai NIC şi NIV.

C. Şora — Institutul politehnic — Timişoara: Despre condiţia de nereciprocitate a giratorului cu efect Hall.

G. I. Denisenko — Institutul politehnic — Lenin-Lvov: Transportul energiei electrice prin curent pulsatoriu.

C. Mihăileanu — Ministerul Energiei Electrice — Bucureşti: O formă de prezentare duală a teoremei generale a generatorului echivalent în reţele electrice liniare.

N. A. Kartvelisvili — Institutul unional de cercetări electroenergetice — Moscova: Problema multidimensionalităţii în teoria sistemelor energetice şi cîteva căi de rezolvare.

M. Preda — Universitatea Craiova şi *P. Cristea* — Institutul Politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti: Utilizarea matricei de conexiune arbore-coarbore în scrierea ecuaţiilor unei reţele electrice.

2. Fenomenele de cîmp în reţelele electrice

R. Răduleţ, Al. Timotin şi *A. Ţugulea* — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti: Teoria parametrilor tranzitorii ai circuitelor electrice liniare cu elemente nefiliforme şi pierderi suplimentare.

A. Ţugulea şi *Al. Timotin* — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti: Parametrii tranzitorii ai unei bobine cu miez masiv.

Al. Timotin — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti: Parametrii tranzitorii ai unui condensator cu pierderi.

A. Cupşa — Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti: Regimuri tranzitorii determinate de condiţii iniţiale de cîmp în circuite magnetice neomogene ecranate şi nesaturate.

A. von Weis — Academia pentru aplicarea tehnicii. Politehnica Ohm — Nürenberg: Alimentarea cu energie folosind transmisia de energie prin microunde.

A. I. Dolghinov, A. I. Stupel şi *L. S. Levin* — Institutul unional de cercetări electroenergetice — Moscova: Analiza proceselor electromagnetice tranzitorii în sisteme electrice cu linii lungi.

R. Freyer — Institutul pentru instalaţii electrice de energie. Universitatea tehnică — Dresda: Stadiul de dezvoltare a analizorului de reţea şi de unde călătoare în R.D.G. şi realizarea sa tehnică.

R. Răduleţ, Al. Timotin şi A. Ţugulea — Institutul de energetică al Academeiei R. S. România — Bucureşti: Cîmpul electromagnetic al liniei electrice lungi şi cu pierderi.

R. Răduleţ, Al. Timotin şi A. Ţugulea — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti: Ecuaţiile de propagare cu parametrii tranzitorii pentru liniile electrice cu pierderi.

A. Ţugulea şi Al. Timotin — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti: Parametrii tranzitorii longitudinali ai liniei coaxiale.

Al. Timotin — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti: Parametrii tranzitorii longitudinali ai liniei aeriene unifilare subţiri cu întoarcere prin sol.

3. Metodă de analiză a regimurilor permanente ale sistemelor electroenergetice

P. Dimo — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti, *S. Ionescu* şi *P. Vasilescu* — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti: Algoritm unitar de calcul pentru analiza funcţionării sistemelor energetice plecînd de la iteraţia curenţilor de scurt circuit.

N. A. Melnikov — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova: Căile de raţionalizare a calculelor regimurilor de lucru pe calculatoare numerice automatizate.

N. A. Kacianova — Institutul de electrodinamică al Academiei de ştiinţe ucrainiene — Kiev: Calculul pe CEN al regimurilor stabilizate ale sistemelor energetice complexe.

H. Edelmann — Siemens-Schuckert — Erlangen: Măsuri pentru reducerea volumului de calcul la analiza reţelelor vaste cu ajutorul unui calculator automat.

H. Siemaszko — Universitatea Varşovia: Metodă de calcul pentru sisteme electroenergetice, derivată din metoda modificată a admitanţei hibride.

J. Tabor — Societatea de electricitate din Haifa — Israel: Utilizarea calculatoarelor digitale în analiza, optimizarea şi exploatarea sistemelor energetice ale IEC.

V. A. Krîlov şi E. V. Hruşciova — Institutul de electrodinamică al Academiei de ştiinţe R.S.S. Ucraineană — Kiev: Calculul curenţilor de scurtcircuit din reţelele electrice pe calculatoare numerice CEN.

G. Hosemann — Institutul de economie energetică — Darmstadt: Din practica calculelor de scurtcircuit.

T. Dordea — Institutul politehnic — Timişoara: Repartiţia curenţilor electrici în „n" reţele conectate în paralel prin intermediul transformatoarelor cu „m" înfăşurări.

G. Drăgan — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti şi *A. Cristovici* — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti: Asupra metodelor de studiu al tensiunilor de origine internă.

A. Semlyen — Institutul politehnic — Timişoara: Analiza nodală a pierderilor provocate de transpunerea fazelor liniilor aeriene.

G. Drăgan — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti, *D. Cristescu* şi *N. Golovanov* — Institutul politehnic, Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti: Repartiţia tensiunii de-a lungul unui circuit cu capacităţi.

4. Modele şi scheme echivalente în studiul reţelelor electrice

W. Furkert — Şcoala tehnică superioară — Illmenau: Introducerea instalaţiilor de calcul şi a metodelor de planificare moderne în învăţămîntul ingineresc.

G. Catenacci şi *M. Vian Clerici* — CESI — Milano: Dezvoltarea analizei reţelelor la CESI.

I. Iordănescu — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti: Mijloace de analiză a sistemelor energetice de la masa de curent continuu la maşina electronică cifrică.

H. Albert şi *P.* Iancovici — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti şi *M. Pomîrleanu* — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti: Scheme echivalente cu sarcină mică utilizate în energetică.

D. V. Timofeev, A. C. Frolov şi *R. P. Biriukova* — Institutul de eneregetică — Moscova: Regimurile nesimetrice ale sistemelor electrice şi analiza simetrizării lor.

M. Bercovici — Academeia R. S. România — Bucureşti; *A. Arie* şi *M. Tudose* — Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti — Aspecte ale aplicării teoriei componentelor simetrice în analiza regimurilor nesimetrice ale reţelelor electrice.

A. Petroianu — Ministerul Energiei Electrice. Direcţia sistemului energetic — Bucureşti: Metodă pentru determinarea matricei impedanţelor proprii şi de transfer a reţelelor electrice folosind calculatoarele electronice cifirice.

5. Sisteme electroenergetice în regimuri dinamice

F. Manea — Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" din Bucureşti, *A. Itoafa* — Ministerul Energiei Electrice — Direcţia Sistemului Energetic — Bucureşti şi *D. Popescu* — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti: Analiza criteriilor practice şi studiul stabilităţii statice a sistemelor electroenergetice.

S. T. Despotovich — Institutul „Nicolae Tesla" — Belgrad: Procedeu rapid pentru verificarea stabilităţii statice prin metoda micilor oscilaţii.

G. M. Portnoi şi *A. A. Haceaturov* — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova: Analiza regimurilor de lucru ale sistemelor energetice interconectate în condiţii de avarie şi măsuri pentru îmbunătăţirea stabilităţii şi siguranţei.

J. Jasicki — Institutul politehnic — Poznan: Cîteva relaţii asupra configuraţiei reţelelor şi a stabilităţii lor dinamice.

G. Moraite — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti: Reconsiderarea principiilor de analiză şi de organizare a protecţiei şi automatizărilor de sistem prin introducerea conceptelor figurative ale analizei nodale.

P. N. Ilişeva, K. K. Lohanin şi M. G. Portnoi — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova: Utilizarea CEN pentru calculul stabilităţii sistemelor energetice.

I. N. Lughinski — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova : Maşina de calcul specializată pentru calculul stabilităţii sistemului energetic.

L. Groza — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti : Introducerea unor indici de calitate pentru siguranţa de funcţionare a sistemelor energetice.

A. V. Venikov şi *M. Stroev* — Institutul energetic — Moscova : Sinteza generatoarelor reglaţi din sistemele energetice.

C. Apetrei — Institutul de energetică al Academei R. S. România — Bucureşti : Analiza maşinii sincrone ca element al sistemului electroenergetic.

C. Bălă şi *P. Oprişan* — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti : Pendulaţiile întreţinute ale maşinii sincrone.

M. Birgăuanu — Institutul de energetică al Academeiei R. S. România — Bucureşti : Influenţa constantei de inerţie asupra stabilităţii motoarelor sincrone la goluri de tensiune.

A. Moraru — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti : Stabilitatea funcţionării micromotorului sincron monofazat în funcţie de parametrii principali.

B. P. Murganov — Institutul unional de termotehnică — Moscova : Limitarea puterii turbinelor în regimuri de avarie ale sistemelor energetice.

6. Optimizarea exploatării şi planificării reţelelor electroenergetice

V. M. Gornstein — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova : Modele de optimizare a regimurilor de exploatare ale reţelelor electrice şi sistemelor energetice cu ajutorul calculatoarelor numerice.

D. Spohn — Électricité de France — Paris : Rezolvarea problemei repartiţiei economice.

V. Romert — Ministerul Energiei Electrice — Direcţia sistemului energetic — Bucureşti : Metode noi de analiză cu ajutorul calculatoarelor electronice cifrice a regimului reţelelor sistemelor energetice şi adaptarea algoritmelor de calcul la informaţiile existente în sistem.

S. A. Ghinsburg şi *D. V. Şlimovici* — Institutul de cercetări Electroenergetice — Moscova : Repartiţia optimă a puterilor active în sistemul energetic, cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice şi hibride specializate.

E. Pavel — Ministerul Energei Electrice — Bucureşti şi *N. Chirculescu* — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti : Considerarea pierderilor de putere şi a restricţiilor tehnice la studiul regimurilor de funcţionare optimă a sistemelor electroenergetice.

P. L. Noferi, P. Basso şi *M. Valtorta* — ENEL — Roma : Simularea pe calculator a dezvoltării optime şi a exploatării unui sistem cu centrale termoelectrice, cu aplicaţie în planificare.

E. Arie — Institutul de energetică al Academiei R.S. România — Bucureşti : Modele electrice în studiul economic al dezvoltării reţelelor de transport de energie.

M. Petcu — Institutul de energetică al Academiei R. S. România — Bucureşti : Modelul DOR (dezvoltarea optimală a reţelei).

F. E. Karpov, A. S. Frolov şi *A. D. Grigoreva* — Institutul de cercetări electroenergetice — Moscova : Optimizarea dezvoltării planificate a reţelelor electrice de distribuţie.

K. Theilsiefje — Siemens A.G — Erlangen : Metodă de calcul pentru optimizarea rezervei în funcţionarea interconectată.

V. I. Nitu şi E. Constantinescu — Institutul de studii şi proiectări energetice — Bucureşti : Analiza structurii sistemelor electroenergetice pe baze statistice şi probabilistice în vederea realizării gradului de siguranţă necesar pentru regimurile de funcţionare.

I. Bach — Institutul electroenergetic VEIKI — Budapesta : Modelul probabilistic al consumatorilor din reţele electrice.

Calitatea comunicărilor şi discuţiile la înalt nivel tehnico-ştiinţific au confirmat valoarea şi însemnătatea rezultatelor şi au contribuit la deplina reuşită a acestei manifestări de seamă în care electrotehnica românească a avut prilejul să fie recunoscută din plin.

Acad. *Aurel Avramescu*

Simpozion de comunicări tehnico-ştiinţifice la uzina „Electroputere" — Craiova

În zilele de 10—11 noiembrie 1967 a avut loc un simpozion organizat de conducerea uzinei „Electroputere", cu tema : „Metode moderne pentru încercări de transformatoare şi maşini electrice"

După cuvîntul de deschidere al tov. ing. Alexandru Heinrich, directorul general al uzinei, s-au prezentat următoarele comunicări :

Ing. *Tănăsescu, L.* şi ing. *Florin, I.*: Contribuţia încercărilor la ridicarea calităţii produselor fabricate de U.E.P.C. După prezentarea scurtă a bazei tehnice de încercări a uzinei, se trece în revistă gama de încercări la principalele sortimente din fabricaţie. Se prezintă în continuare felul în care s-au îmbunătăţit o serie de parametri tehnico-economici la unele tipuri de motoare electrice, transformatoare de forţă şi aparate de linie, ca urmare a prelucrării sistematice a rezultatelor diverselor încercări. În încheiere se prezintă preocuparea personalului pentru îmbunătăţirea calitativă a încercărilor produselor U.E.P.C., prin noi amenajări în cadrul standurilor de probe.

Dr. ing. *Máthé, B.* : Studiul sensibilităţii schemelor defectoscopice ale izolaţiei transformatoarelor supuse la acţiunea tensiunii înainte de impuls.

În lucrare se dă o metodă de evaluare calitativă şi cantitativă a sensibilităţii diferitelor metode de defectoscopie ale izolaţiei transformatoarelor putere, aplicată la încercarea acestora cu tensiune înaltă de impuls.

Ing. *Cîrstea D.* : Metode dezvoltate la uzina „Electroputere" pentru executarea probei de încălzire la transformatoarele cu trei înfăşurări.

Verificarea experimentală a comportării transformatoarelor în sarcină a impus stabilirea unor scheme de încercare prin care să se asigure încărcarea la nominal a tuturor înfăşurărilor în concordanţă cu puterea şi regimul lor de lucru.

În prezenta lucrare se expun pe scurt aceste metode de încercare dezvoltate pe parcurs de inginerii de la serv. laborator central, unele constituind chiar brevet de invenţie.

Prof. dr. ing. *Dordea, T.* şi asistent *Vasilievici, Al.* : Determinarea parametrilor maşinilor de inducţie cu inele colectoare considerînd saturaţia miezului feromagnetic.

Se stabilesc ecuaţiile maşinii de inducţie, considerînd influenţa pierderilor în fier prin intermediul unor constante de materiale. Pe baza ecuaţiilor se stabileşte metodica de încercare, care cuprinde încercări în gol la turaţie nulă şi la turaţie sincronă, alimentînd maşina în stator şi apoi în rotor. În acest mod, se pot separa inductivităţile principale (utile) şi cele de dispersie separat pentru stator şi pentru rotor, ca funcţii de tensiune de alimentare care caracterizează totodată şi saturaţia circuitului magnetic al maşinii.

Ing. *Drăgănescu, O.* : Metode noi folosite la încercările funcţionale ale maşinilor electrice de curent alternativ.

Se prezintă metodele folosite pentru încărcarea în sarcină la parametru nominal a maşinilor sincrone şi asincrone în scopul determinării încălzirii bobinajelor, precum şi metodele indirecte de determinare a încălzirii bobinajelor la acest tip de maşini, în cazul în care acestea nu pot fi încărcate la sarcină nominală. Se prezintă metodele de determinare a caracteristicilor mecanice a maşinilor de curent alternativ. De asemenea, se arată procedeele folosite pentru cunoaşterea fluxului maşinii sincrone în diferite regimuri ale curenţilor rotorici în regim sincron a reactanţelor, iar la maşina asincronă se arată metodele folosite pentru măsurarea directă a alunecării, a încălzirii coliviei etc.

Ing. *Cîrstea, D.*, ing. *Căpăţînă, N.* şi ing. *Anţilă, R.*: Noile standuri de probe pentru încercările funcţionale ale transformatoarelor la uzina „Electroputere".
Pentru executarea încercărilor cu caracter funcţional la transformatoarele de putere s-au proiectat două standuri de probe, la unul lucrările de amenajare fiind în curs de finalizare. În această lucrare se prezintă criteriile care au stat la baza proiectării, utilajele alese şi posibilităţile de încercare şi dezvoltare.

Ing. *Drăgănescu, O.* şi ing. *Simanschi, V.*: Stand modern pentru încercarea maşinilor de curent alternativ.
Se prezintă dotarea standului de maşini de c. a., indicîndu-se posibilităţile ce le oferă pentru efectuarea unei game variate de încercări.

Dr. ing. *Máthé, B.*, ing. *Costina, D.* şi ing. *Cîrstea, D.*: Laboratorul de înaltă tensiune şi laboratorul de mare putere al U. E. P. C.
În lucrare se prezintă parametrii principali şi descrierea în ansamblu a laboratorului de înaltă tensiune şi mare putere al U. E. P. C. De asemenea, se arată comparativ cu situaţia actuală posibilităţile de care se va dispune în viitorul apropiat, de efectuarea încercărilor şi cercetărilor privind izolaţia, capacitatea de comutaţie şi stabilitatea de funcţionare în regim de scurtcircuit al echipamentului de înaltă tensiune.

Conf. ing. *Ambrozie, C.*, ing. *Gaciu, C.*, ing. *Liculescu, M.*, dr. ing. *Máthé, B.*, ing. *Răducanu, I.*, ing. *Rădulescu, C.*, ing. *Toma, Gh.* şi ing. *Treschin, C.*: Studiul pe modele al repartiţiei tensiunii de impuls în înfăşurările unui autotransformator de mare putere la 400 kV.
Sînt trecute în revistă diverse tipuri de modele folosite pînă în prezent pentru studiul repartiţiei tensiunii de impuls în înfăşurările transformatoarelor după care se prezintă variantele constructive alese pentru cercetări.
După prezentarea rezultatelor încercărilor şi extrapolarea rezervelor de izolaţie se prezintă modelarea matematică ale cărei rezultate sînt confruntate cu măsurătorile pe modele. Pentru prima oară, aplicată la U. E. P. C. în studiul repartiţiei de impuls de tensiune în înfăşurările autotransformatorului de 400 MVA, 400 kV, modelarea matematică conduce la unele rezultate care concordă în mod satisfăcător cu cele ale încercărilor. În final, se propune varianta cea mai potrivită a fi folosită la proiectarea autotransformatorului, cum şi noi cercetări în ce priveşte modelarea matematică în scopul obţinerii unor diferenţe acceptabile între valorile calculate şi cele măsurate pentru tensiuni maxime între galeţi (gradienţi).

Ing. *Lăzăroiu D. F.* şi ing. *Slaiher, S.*: Studiul experimental al cîmpurilor magnetice la maşinile cu întrefier axial.
Lucrarea se ocupă cu determinarea experimentală a cîmpurilor magnetice utile (de întrefier) şi de dispersie la sistemele electromagnetice cu întrefier axial, atît de curent continuu, cît şi de curent alternativ. Se utilizează în acest scop sonde Hall ca şi spire de probă. Se verifică cu această ocazie relaţiile teoretice de calcul, stabilindu-se rolurile sistematice pe domenii de maşini.

Ing. *Cîrstea, D*: Studiul repartiţiei forţelor axiale în transformatoarele de putere.
Pentru a realiza construcţii de transformatoare rezistente la solicitări în scurtcircuit este necesară cunoaşterea nu numai a forţelor axiale totale, ci şi repartiţia spaţială a acestor forţe de-a lungul spirelor şi, în mod deosebit, de-a lungul înfăşurării. În lucrare se prezintă metodele de determinare experimentală şi prin calcul a componentei radiale a inducţiei, respectiv forţelor axiale, analiza comparativă a rezultatelor obţinute şi anumite consideraţii privînd reducerea acestora.
Se indică aspecte din folosirea calculatoarelor electronice în studiul forţelor axiale.

Ing. *Pănoiu, A.*: Măsurarea forţelor axiale în transformatoare cu ajutorul traductoarelor tensometrice rezistive.
În ultimul timp, verificarea transformatoarelor de forţă la regimuri de scurtcircuit brusc a devenit o uzanţă obligatorie, exponentă a unor necesităţi actuale în tehnică. Pentru a verifica eficienţa unor modificări constructive sau a dimensionării unor elemente sau sisteme în raport cu aspectul complex al fenomenelor mecanice, strîns corelate cu cele electrice sau magnetice, sînt necesare investigaţii asupra forţelor axiale ce apar în transformatoarele supuse probelor de scurtcircuit brusc.
În referatul de faţă este expusă o metodă tensometrică rezistivă recent experiementată la U. E. P. C., precum şi unele rezultate obţinute în sensul măsurării şi înregistrării forţelor axiale la transformatoare.

Ing. *Năstase Bichir*: Unele aspecte privind metode de măsurare şi apreciere a zgomotului transformatoarelor de forţă.
În ultimul timp şi la uzinele constructoare de transformatoare, problema reducerii zgomotului sub anumite limite a trecut pe primul plan. Legat de aceasta, se impune stabilirea de metode de măsurare şi apreciere a zgomotului produs de transformatoare, metode care în stadiul actual diferă de la o normă la alta, înlăturîndu-se criteriile de comparaţie a rezultatelor măsurătorilor.
Analizîndu-se critic metodele propuse în acest domeniu, se vor stabili criterii justificate pentru efectuarea măsurătorilor în condiţii de uzină.

Ing. *Ciofu, V.*: Unele consideraţii asupra exploatării şi încercării maşinilor electrice antiexplozive şi antigrizutoase.
Se prezintă cîteva observaţii statistice privind siguranţa şi durabilitatea în exploatare a maşinilor electrice antideflagrante şi cu siguranţă mărită din întreprinderile miniere, chimice şi petroliere. Se analizează influenţa parametrilor reţelelor şi a condiţiilor de exploatare asupra cîtorva sisteme de izolaţie, evidenţiindu-se efectele supratensiunilor parţiale, corelate cu curenţii minimi de aprindere ale cîtorva gaze şi vapori explozivi. Se fac cîteva aprecieri asupra unor tendinţe noi în construcţia înfăşurărilor şi sistemelor de izolaţie, ca: mărirea factorului de umplere a crestăturii la bobinajele strecurate ale maşinilor de puteri pînă la 100—1 600 kW, introducerea izolaţiilor termorigide la maşinile de puteri mai mari, utilizarea conductoarelor din cupru fără oxigen, mărirea intensităţii cîmpului electric etc. În concluzie se fundamentează necesitatea aplicării unei defectoscopii specifice acestor maşini, propunîndu-se extinderea şi particularizarea încercărilor la impulsuri repetate a maşinilor în stare finită, încercări climatice specifice condiţiilor de exploatare, precum şi efectuarea unor încercări pe părţi ale sistemelor de izolaţie.

Ing. *Drăgănescu, O.*: Studiul experimental al comportări maşinii sincrone cu excitaţie statică.
Se prezintă comportarea maşinii sincrone în regim staţionar şi tranzitoriu în cazul în care este excitată prin redresoare, comparativ cu situaţia în care este excitată de la un generator de c.c.

Asis. ing. *Biro, K.* asist. ing. *Crivii, M.* şi asist. ing. *Viorel, A.* Principiu şi dispozitiv pentru măsurarea inductanţelor maşinilor asincrone.
Se prezintă o metodă de determinare a inductanţelor maşinilor asincrone, metodă bazată pe folosirea unui circuit oscilant amortizat cuprinzînd inductanţa de măsurat în serie cu un întrerupător static. Valoarea inductanţei rezultă din măsurarea frecvenţei oscilaţiilor amortizate. Dispozitivul realizat permite măsurarea reactanţelor proprii şi a reactanţelor de scăpări. Se dau rezultatele obţinute prin această metodă în comparaţie cu metodele clasice de măsură.

Ing. *Drăgănescu, O.*: Metode noi de măsurare a pierderilor în maşini rotative.
Se face o analiză a metodelor de măsurare a pierderilor în maşinile de c.a. Se prezintă o nouă metodă de măsurare a acestor pierderi, analizîndu-se totodată erorile metodei şi domeniul său de utilizare.

Ing. *Galbenu, Gh.* şi ing. *Truţă, C.* : Determinarea temperaturii medii a înfăşurării statorului maşinilor electrice de curent alternativ prin metoda măsurării rezistenţei chimce în timpul sarcinii.

În lucrare se indică metoda de superpoziţie care permite determinarea încălzirii înfăşurării statorice la maşinile rotative de curent alternativ în timpul funcţionării lor în sarcină. Se expun: teoria metodei, schemele adoptate în diferitele situaţii, precizia măsurărilor şi rezultatele experimentărilor ce au avut loc în vederea introducerii metodei în practica încercărilor curente ale maşinilor electrice fabricate la U.E.P.C.

Ing. *Costina, D.*, ing. *Popescu, S.* şi mat. *Klincsek, I.* : Studiul comparativ al repartiţiei tensiunii de impuls în maşinile electrice rotative cu ajutorul calculatoarelor şi prin măsurători directe.

În lucrare se prezintă, pe lîngă rezultatele obţinute în încercări directe şi o metodă de calcul al repartiţiei tensiunii de impuls pentru înfăşurarea statorică a unei maşini electrice, cu considerarea atît a amortizării, cît şi a efectului inducţiei mutuale.

Ing. *Marinescu, A.* şi ing. *Popescu, S.* : Ciclul de histereză al nivelului de descărcări parţiale — indiciu asupra stării izolaţiei transformatoarelor.

După o descriere succită a procesului de tratare tehnologică a izolaţiei transformatoarelor şi a procedeului clasic de control prin ridicarea caracteristicii tg $\delta = f(u)$, se studiază un procedeu nou bazat pe ridicarea ciclului de histereză al nivelului de descărcări parţiale. Se indică procedeele de măsurare şi precauţiile de luat pentru a obţine reproductibilitatea rezultatelor.

Ing. *Burghină, El.* şi ing. *Rotomeza, V.* : Studiul repartiţiei cîmpului electric în maşini rotative de înaltă tensiune.

În tehnica înaltei tensiuni apare adeseori problema cercetării cîmpului electric în diferitele porţiuni ale unei maşini electrice rotative cu scopul de a cunoaşte solicitările ce apar în materialele electroizolante folosite. În lucrarea de faţă se expun metodele de încercare pentru obţinerea suprafeţelor echipotenţiale, utilizînd procedeul băii electrolitice la trei variante de crestătură statorică a motorului asincron MER 500 1—8—400 kW, 6 kV, cît şi principiul analogiei care a stat la baza folosirii metodei alese. În continuare se arată metodele de calcul al solicitărilor diferitelor straturi izolante şi rezultatele acestora care s-au comparat cu datele experimentale. În încheiere se propune folosirea modelului optim de crestătură, care a rezultat în urma cercetărilor efectuate.

Ing. *Ştefănescu, Gh.*, ing. *Tănăsescu, L.* şi ing. *Georgescu, R.* : Încercările de comutaţie la generatoarele de tracţiune ale locomotivei Diesel electrice de 2 100 CP.

Referatul prezintă încercările de comutaţie la care sînt supuse generatoarele principale şi auxiliare ale locomotivelor Diesel electrice la standul de probe. După descrierea sumară a construcţiei generatorului şi a metodelor de încercare utilizate sînt prezentate rezultatele încercărilor, modul de reglaj pentru o funcţionare fără scîntei şi factorii care influenţează comutaţia, asupra cărora se poate interveni în timpul exploatării. Sintetizînd experienţa U.E.P.C. în acest sens, ca o concluzie se prezintă valoarea optimă a întrefierului polilor auxiliari care asigură funcţionarea generatoarelor, practic, fără scîntei pentru curenţi de sarcină pînă la 3 000 A.

Ing. *Marinescu, A.* : Transformatorul de impuls în tehnica încercărilor cu tensiuni înalte.

În lucrare se prezintă pe scurt principiile constructive şi de proiectare ale transformatoarelor de impuls şi în continuare se insistă asupra aplicaţiilor lor la sincronizarea instalaţiilor de impuls şi la producerea undelor de supratensiune de comutaţie. Se analizează posibilităţile de predeterminare a formei impulsului produs şi se demonstrează utilizarea TI pentru perfecţionarea oscilografului TTC din laboratorul de înaltă tensiune.

Ing. *Pesici, M.* Aspecte ale solicitării termice la transformatoarele de curent.

După o scurtă expunere a solicitărilor termice şi dinamice care apar într-un transformator de curent supus unui scurtcircuit, se menţionează condiţiile impuse de normale uzuale pentru aceste încercări. Se determină analitic încălzirea înfăşurării primare, produsă de un curent de scurtcircuit şi se arată grafic variaţia încălzirii în raport cu densitatea de curent. Se analizează efectul termic rezultat din încercări de laborator, controlate şi acela rezultat dintr-un curent de circuit în exploatare.

Prof. ing. *Popovici, Vl.* şi ing. *Hurduc, Gh.* : Folosirea unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune pentru locomotive Diesel electrice.

În lucrare se prezintă oportunitatea folosirii unui motor de antrenare la probele de sarcină în opoziţie a generatoarelor de tracţiune LDE, soluţie adoptată pentru prima dată la standul de probe al uzinei „Electroputere" Craiova. Se dau caracteristicile constructive ale acestui motor de construcţie specială şi se arată avantajele obţinute prin folosirea acestei scheme pentru încercarea generatoarelor de tracţiune. Se insistă asupra siguranţei probelor prin eliminarea balansărilor specifice la probele de sarcină în opoziţie.

Dr. ing. *Máthé, B.*, ing. *Marinescu, A.*, ing. *Constantinescu, E.*, ing. *Păduraru, N.*, ing. *Tănăsescu C.*, şi ing. *Anghel, C* : Cercetarea izolaţiei transformatoarelor de tensiune de 110 kV fabricate la uzina „Electroputere".

În urma analizei avariilor în exploatare a transformatoarelor de tensiune tip TEMU-110 s-a iniţiat o cercetare uzinală pentru eliminarea defecţiunilor remarcate în comportarea izolaţiei acestui transformator. Cercetarea solicitărilor în izolaţie a dus pînă la urmă la reconstruirea transformatorului şi la revizuirea procesului tehnologic de tratare a izolaţiei. Din încercările de tip rezultă îmbunătăţiri esenţiale în comportarea izolaţiei, atît la tensiunea înaltă sinusoidală (descărcări parţiale etc.,) cît şi la tensiunea de impuls.

Acad. *Aurel Avramescu*

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor şef: 14.63.86; secretar general de redacţie: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 6261.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.3.015.5 : 621.314.2.048.1

Marinescu, A et *Popescu, S.* : **Le cycle de hystérésis au niveau des décharges partielles. Indicateur pour l'état de l'isolation des transformateurs.**

Electrotehnica **16**, no. 2, février 1968, p. 41–48

Après une description succinte du processus de traitement technologique de l'isolation des transformateurs et du processus classique de contrôle par relèvement de la caractéristique tg $\delta = f(U)$, on étudie un nouveau procédé basé sur le relèvement du cycle d'hystérésis au niveau des décharges partielles. On indique les méthodes de mesurage ainsi que les précautions qui doivent être prises pour obtenir la réproductibilité des résultats.

CD 621.313.13-181.4.016.22

Natraşevschi, A., Oprendeck, B. et *Pfeiffer, M.* : **Méthodes pour mesurer la puissance utile des micromoteurs.**

Electrotehnica **16**, no. 2, février 1968, p. 48–52

Dans cet article on montre l'importance du problème ainsi que les méthodes recommandées dans la littérature. On analyse théoriquement ainsi que basé sur les résultats expérimentaux, les désavantages de ces méthodes et on met en évidence leur non-correspondance avec les conditions requises par la pratique industrielle.

CD 621.313.333.1-573

Liveanu, N. : **La détermination du couple moyen de démarrage des moteurs asynchrones à anneaux.**

Electrotehnica **16**, no. 2, février 1968, p. 52–56

L'ouvrage a pour objet d'établir les méthodes analytiques pour la détermination du couple moyen de démarrage développé par un moteur asynchrone à anneaux, actionné par des résistances rotoriques. On indique la possibilité de calculer les résistances rotoriques pour un couple moyen de démarrage donné. Le fait de pouvoir préciser la valeur du couple moyen de démarrage a une grande importance pour l'élaboration des projets concernant les éléments électriques qui actionnent le moteur, permettant de calculer les paramètres cinématiques réalisés par la machine (accélération, durée du démarrage) et par conséquent conditionne en grande partie le choix correct du moteur électrique.

CD 621.318.33.025.4.001.24

Saal, C. : **Contributions à la théorie du vibrateur électromagnétique synchrone polarisé.**

Electrotehnica **16**, no. 2, février 1968, p. 56–63

Dans cet ouvrage on présente une théorie simplifiée, originale, du fonctionnement des vibrateurs électromagnétiques synchrones polarisés. Après avoir précisé les hypothèses de calcul et établi les équations générales du fonctionnement, on résoud aproximativement le système d'équations différentielles du fonctionnement du vibrateur, système formé par l'équation des fluxes, des tensions et l'équation du mouvement pour les amplitudes réduites du mouvement libre de l'armature oscillante. On détermine les expressions des componentes active et réactive du courant électrique qui traverse le bobinage de travail en régime permanent.

CD 621.34.001.2 : 621.9-519

Balaban, E., Irhaşiu, M., Boţan, C. et *Bordea, D.* : **Etude concernant l'amélioration du schéma de commande pour l'actionnement d'une machine-outil.**

Electrotehnica **16**, no. 2, février 1968, p. 64–66

Dans l'article on analyse, basé sur l'algèbre logique, une partie du schéma électrique d'actionnement d'une machine-outil. Prenant comme point de départ des résultats de cette analyse, on améliore le fonctionnement du schéma et on établit la nombre minimum des relais et des contacts nécessaires. On indique sommairement la possibilité de réduire le nombre d'éléments nécessaires, ainsi qu'il résulte à la suite de l'analyse effectuée, en utilisant la méthode indiquée, du schéma entier de la machine-outil considérée.

COMPTES-RENDUS 67–68
RÉFÉRATS 68–72
BREVETS 72–74
CHRONIQUE 75–80

CONTENTS

DC 621.3.015 : 621.314.2.048.1

Marinescu, A. and *Popescu, S.* : **The hysteresis cycle of the partial discharge level. Indication about the insulation of the transformers.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr. 1968, p. 41–48

After a brief description of the technological treating process of the transformers insulation and the clasic control process by the increase of the characteristic tg $\delta = f(U)$, a new process based on the raising of the hysteresis cycle of the partial discharge level is studied. The measuring proceedings and the due precautions for the obtention of the reproductibility of the results are indicated.

DC 621.313.13-181.4.016.22

Natraşevschi, A., Oprendeck, B, and *Pfeiffer, M.* : **Methods for measuring the useful power of the micromotors.**

Electrotehnica **16**, n . 2, febr. 1968, p. 48–52

In the paper are pointed out the importance of the problem and the methods recommanded in the literature. The theoretical analysis and the usual experience reveals the disadvantages of these methods and their noncorrespondence with the needs of the industrial practice.

DC 621.313.333.1-573

Liveanu, N. : **The determination of the middle starting moment at the asynchronous motors with rings.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr. 1968, p. 52–56

The article establishes the analytic methods for determining the middle starting moment developed by an asynchronous motors with rings, being set in motion by means of rotoric resistances. At the same time, the article points out the possibility to calculate the rotoric resistance for a given middle starting moment. The explaration of the magnitude of the middle starting moment is important in the designing of the electric drives, permitting the calculus of the cinematic parameters realized by the driven machine (acceleration, starting time) and in consequence, conditions in a great measure the correct choice of the electric motor.

DC 621.318.33.025.4.001.24

Saal, C. : **Contributions to the theory of the synchronous polarized electromagnetic vibrator.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr. 1968, p. 56–63

The article presents an original simplified theory of the work of the synchronous polarized electromagnetic vibrators. After defining the calculation hypothesis and establishing the work general equations, the author solves approximately the differential equation system of the vibration work, formed by the flux, voltage and motion equation in the case of the small amplitudes of the free motion of the oscillating armature. The expressions of the active reaction components of the work winding current in stationary regime are also determined.

DC 621.34.001.2 : 621.9-519

Balaban, E., Irhaşiu, M., Boţan, C. and *Bordea, D.* : **Studying the improvement of the control scheme of a machine-tool drive.**

Electrotehnica **16**, nr. 2, febr. 1968, p. 64–66

The article analyses on the basis of logical algebra a part of the electric scheme of machine-tool drive. Based on the carried out analysis some improvements of the work of the scheme are brought and the minimum number of necessary relays and contacts is also established. The possible reduction of the number of required elements is indicated in short as it results from the analysis by means of this method of the whole scheme of the respective machine-tool.

REVIEWS 67–68
REPORTS 68–72
PATENTS 72–74
CHRONICLE 75–80

ACESTA ESTE LEIPZIG

Doriți să știți cum se va dezvolta ramura dv. industrială într-un an, în zece ani, în o sută de ani?

Vizitați Leipzigul, cel mai vechi și totodată cel mai cuprinzător și mai important Tîrg universal din lume, punctul de întîlnire al oamenilor de știință progresiști, al tehnicienilor și comercianților din răsărit și apus.
Leipzigul oferă informații concludente cu privire la produsele de primă calitate din 70 de țări și prezintă gradul de dezvoltare în 60 de domenii.

Un comerț pașnic, universal și progres tehnic, aceasta înseamnă Leipzig, Tîrgul internațional din Republica Democrată Germană.

Vizitați orașul Leipzig-centrul conferințelor tehnico-științifice, al colaborării internaționale și al tranzacțiilor comerciale avantajoase.

Informații asupra călătoriei dv. la Leipzig precum și legitimațiile pentru Tîrg le puteți obține la Camera de Comerț a Republicii Socialiste România, bulevardul N. Bălcescu, nr. 22, București.

TÎRGUL DE LA LEIPZIG

1—12 martie 1968 Articole tehnice și bunuri de consum

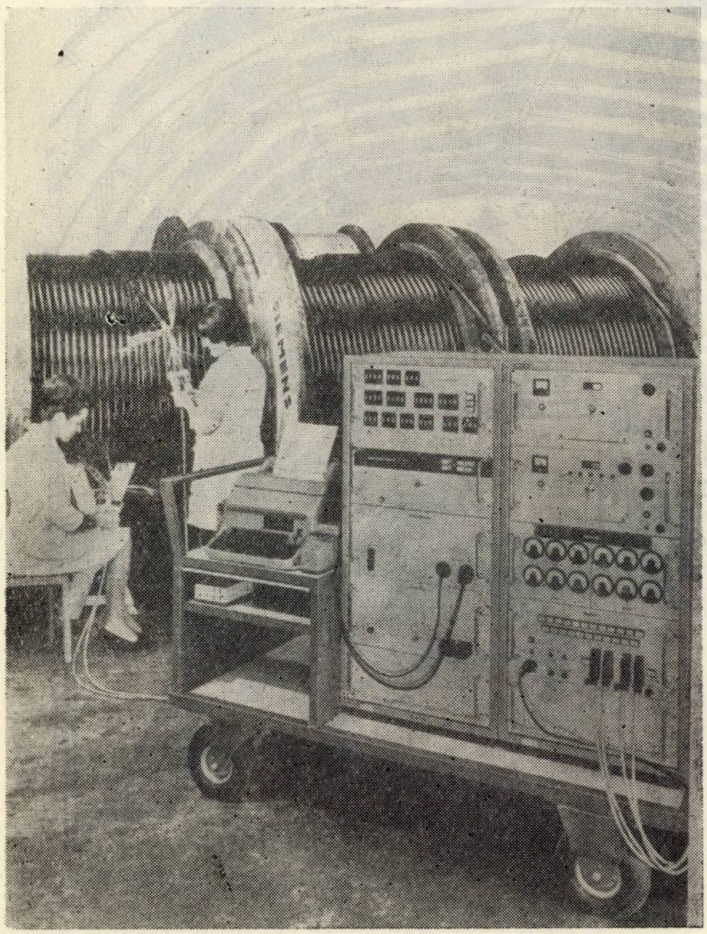
1— 8 septembrie 1968 Bunuri de consum

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Publicom

SIEMENS

Automate pentru măsurarea și verificarea cablurilor de telecomunicație



Controlul fabricației și al calității produselor implică măsurări extinse. Acestea se execută în prezent automat, cu instalații de măsură digitale. Un exemplu : automatul nostru pentru măsurarea și verificarea cablurilor de telecomunicații.
Se măsoară automat rezistența firelor, capacitatea de exploatare, cuplajele. Elementul constructiv cel mai important este voltmetrul digital de înaltă sensibilitate. El indică valorile mărimilor măsurate. Menținerea toleranțelor prescrise se verifică automat.
Un teleimprimator înscrie concentrat și exact protocolul de măsură. Un perforator de bandă suplimentar perforează o bandă care se poate transmite unui calculator, de exemplu pentru controlul statistic al calității.
Noi construim și alte instalații de măsură digitale, pentru stațiuni meteorologice, dispozitive de verificare, institute de cercetare și de studii. Precizați-ne problema dv. de automatizare.
Noi vă vom sfătui cu plăcere și vă vom arăta soluții utilizînd aparatele noastre.

Adresați-vă la
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
Wernerwerk für Messtechnik 75
Karlsruhe, Rheinbruckenstrasse 50,
Republica Federală a Germaniei

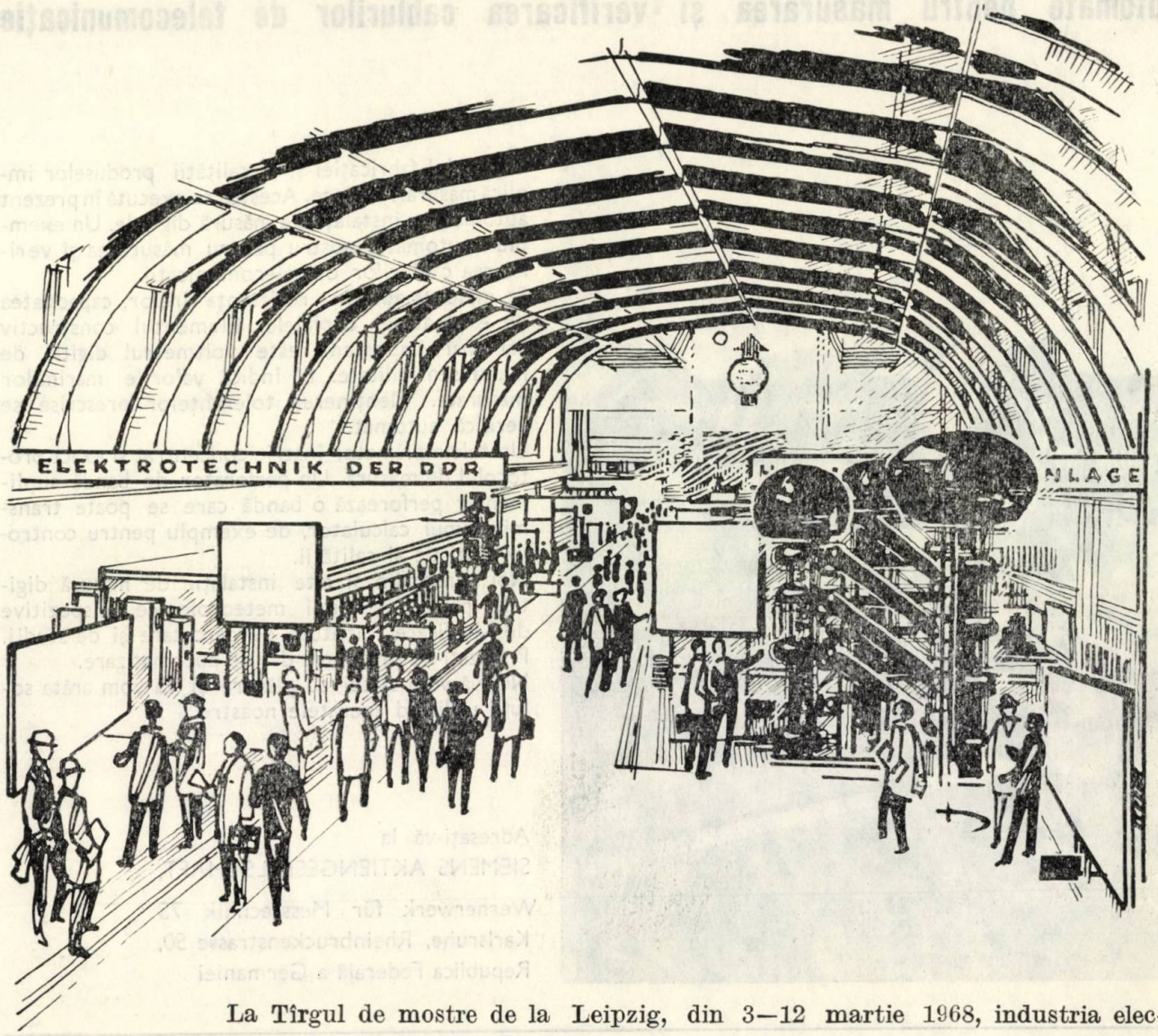
SIEMENS prelucrează toate domeniile importante ale electrotehnicii ; construiește instrumente și aparatură pentru sesizarea și prelucrarea , transmiterea și recepția informațiilor și datelor pentru măsurători și reglări ; pentru urmărire și analiză — realizează instalații de alimentare cu energie ; echipează industria și economia ; aduce rezolvări sigure și rapide pentru transporturi pe căi ferate, rutiere, marine și aeriene.

În întreprinderile SIEMENS lucrează în prezent 15000 cercetători, ingineri și tehnicieni la rezolvarea problemelor de cercetare și dezvoltare. Prin metode de fabricare și verificare îngrijite și prin împărtășirea continuă a experiențelor, produsele SIEMENS și-au asigurat o maturitate tehnică înaintată și siguranță deosebită în exploatare. Oricînd și oriunde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Specialiștii întreprinderilor SIEMENS vă pot sfătui la fața locului la fiecare proiect ; ei proiectează corespunzător instalațiile dv. și le protejează sigur.
SIEMENS este reprezentat în peste 100 de state.
Consultați SIEMENS.

Alimentarea cu energie — tehnică nucleară — instalații și aparate electrice — tehnica telecomunicațiilor — tehnica prelucrării datelor — tehnica măsurărilor — tehnica automatizării — sisteme electronice modulare — electromedicină.

SIEMENS—partenerul vostru

TÎRGUL DE PRIMĂVARĂ DE LA LEIPZIG 1968



La Tîrgul de mostre de la Leipzig, din 3—12 martie 1968, industria electrotehnică a Republicii Democrate Germane va prezenta, ca în fiecare an, un vast tablou al volumului producţiei sale industriale.

În pavilionul 18 — pavilionul industriei electrotehnice, în pavilionul 15 — pavilionul de automatică şi electronică şi în pavilionul 11, în care veţi putea viziona o largă expunere a tehnicii sudurii, vă aşteaptă specialiştii noştrii. Ei vă vor sta la dispoziţie cu informaţii în problemele care vă interesează. Vă veţi convinge dv. de înaltul nivel de dezvoltare a industriei electrotehnice din Republica Democrată Germană.

Vizitaţi-ne la Tîrgul de mostre de la Leipzig, din primăvara anului 1968, pe terenul rezervat sectorului tehnic din pavilioanele 18, 15 şi 11.

Elektrotechnik
Elektronik
Automation
DDR

Elektrotechnik

DEUTSCHER INNEN UND AUSSENHANDEL ELEKTROTECHNIK

D.D.R.-104 BERLIN, CHAUSSEESTR. 111-112

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

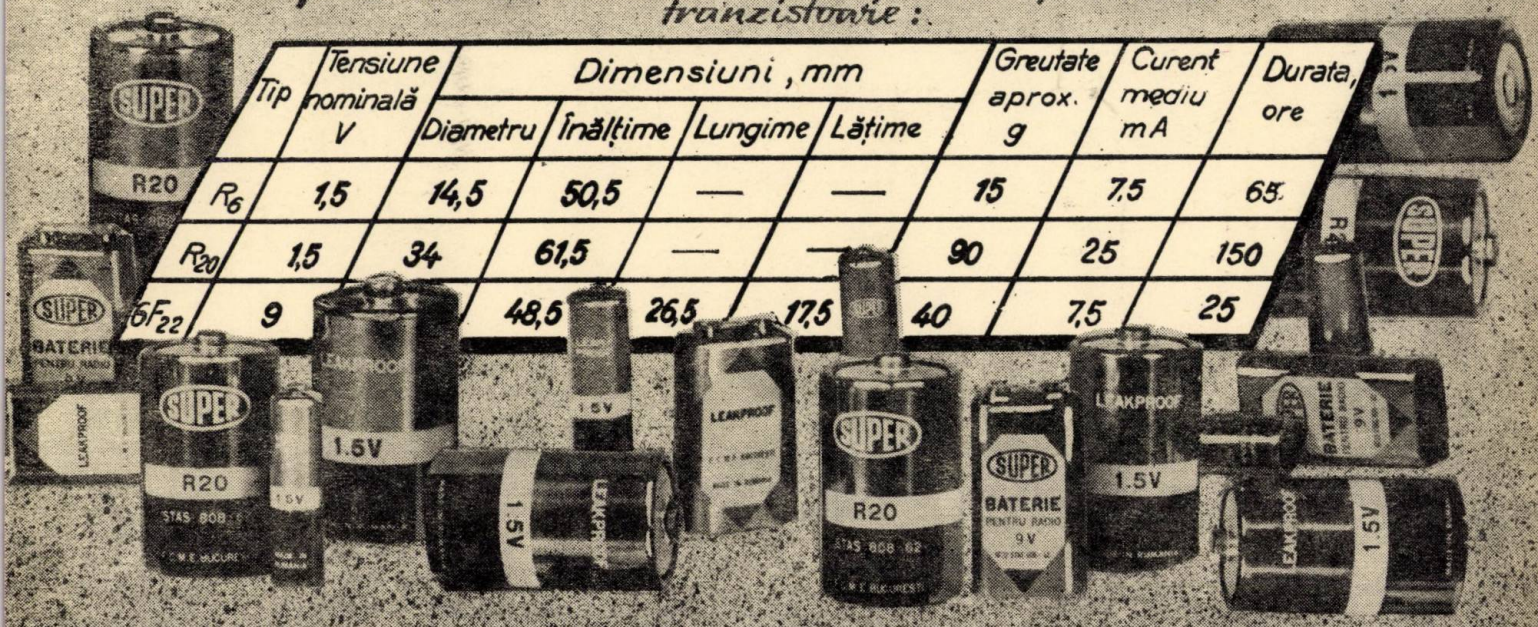
ÖNSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

FCME

produce următoarele baterii pentru aparate cu tranzistoare:

Tip	Tensiune nominală V	Dimensiuni, mm				Greutate aprox. g	Curent mediu mA	Durata, ore
		Diametru	Înălţime	Lungime	Lăţime			
R_6	1,5	14,5	50,5	—	—	15	7,5	65
R_{20}	1,5	34	61,5	—	—	90	25	150
$6F_{22}$	9	48,5	26,5	17,5		40	7,5	25



FCME ŞOSEAUA GĂRII CĂTELU Nr.4, BUCUREŞTI

1968 JUN 2 0

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

Research and Design Institute for Electrical Engineering

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

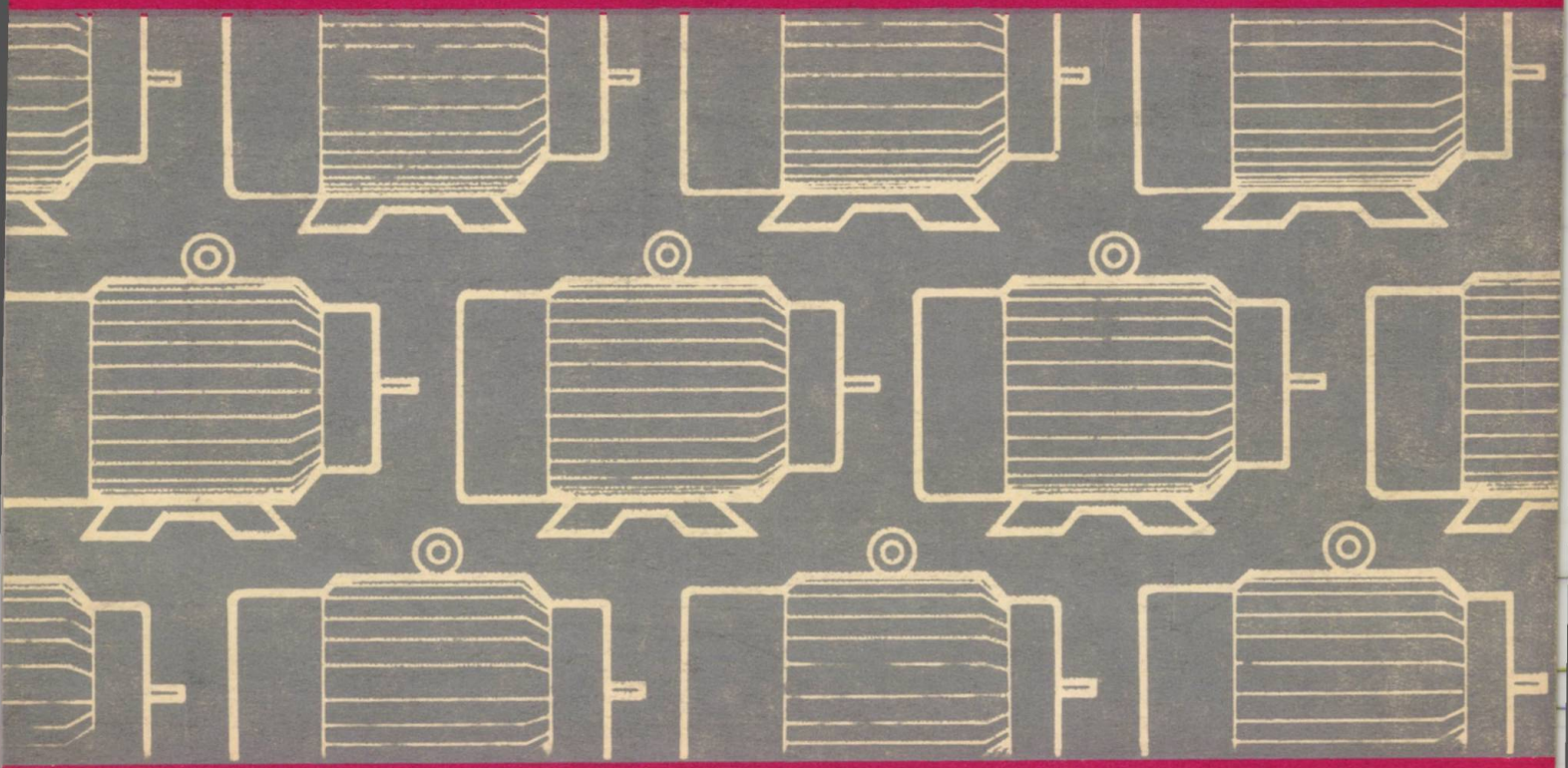
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique

primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

REFERALVA

ELECTROTEHNICA

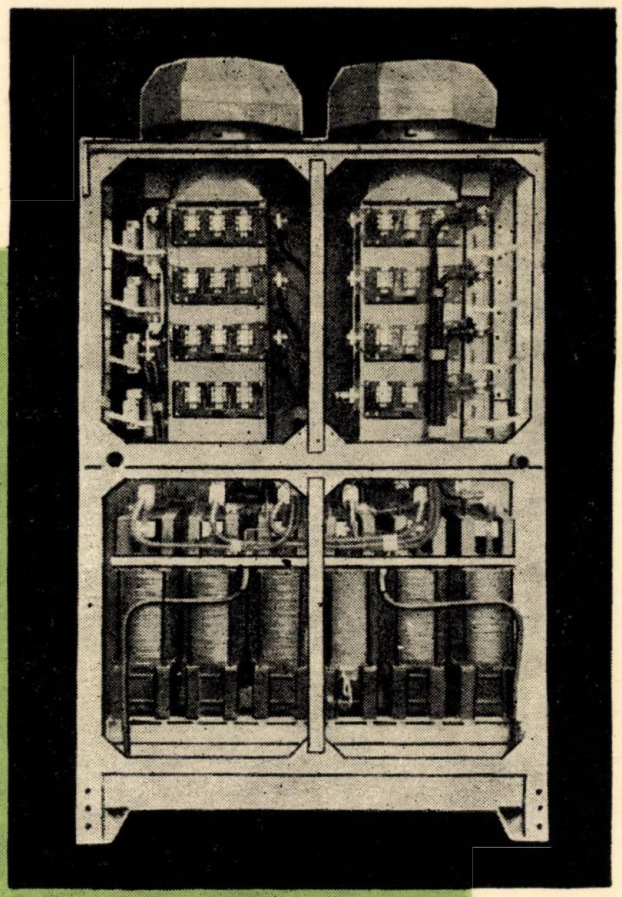


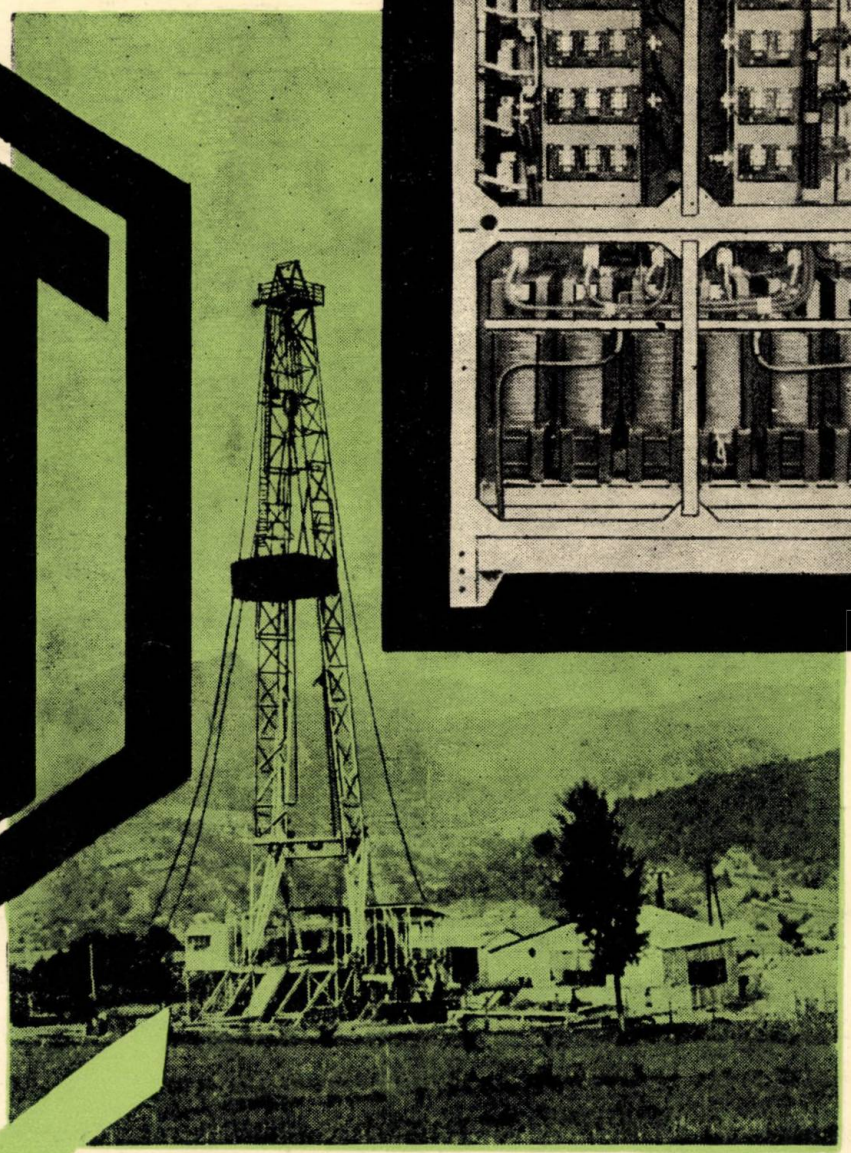
ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 16 ● Nr. 3 ● MARTIE 1968

3

ELECTROTEHNICA

BUCUREȘTI , Str. ORHIDEELOR 27-29 , telefon 164860





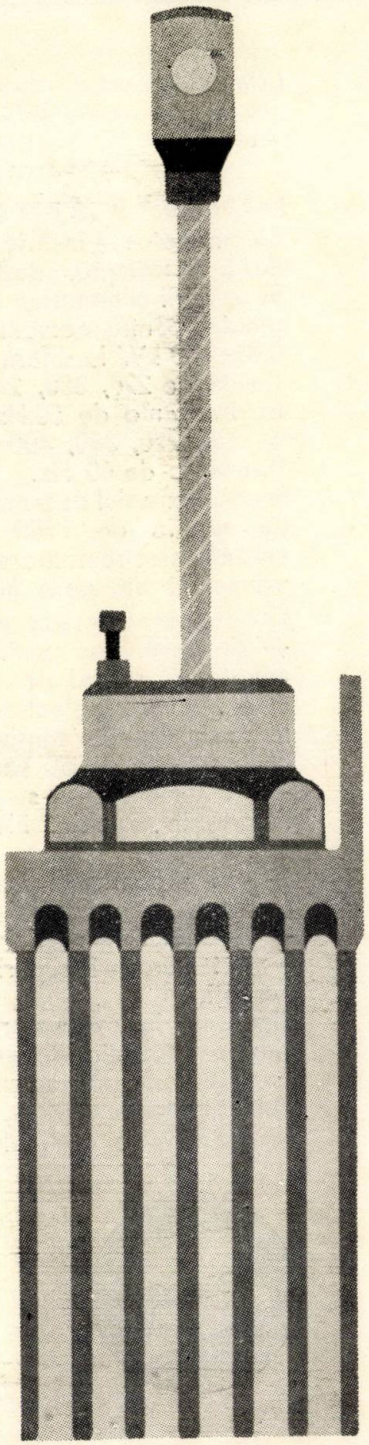
execută: Echipament electric pentru comandă automată cu amplificatoare magnetice și ventile cu siliciu a motoarelor de acționare de curent continuu a instalațiilor de foraj de 75 t.

E 2040

MOSCOW · USSR

Ventile cu siliciu comandate VKDU, TL-1-150, TL-2-200, VKDUS

utilizate în circuitele de forță ale diferitelor instalații redresoare



Lucrează normal cu răcire naturală sau cu curent de aer dirijat la:

temperatura mediului ambiant de —40°C...+110°C;
umiditatea relativă de 98%;
presiune atmosferică de 600—1 500 mm col. Hg;
vibrații întreținute sau trepidații.

Ventilul T-L1-150 are caracteristica de impuls în tensiune inversă, iar ventilul T-L2-200 — în tensiune directă și inversă.

Ventilul VKDUS are caracteristica simetrică tensiune-curent în tensiune directă și inversă.

La frecvența de 50 Hz parametrii ventilelor sînt:

Tipul ventilului	Intensitatea nominală a curentului, în A, la răcire cu aer dirijat cu viteza de 12 m/s.	Tensiunea nominală, în V
1. VKDU — 50	50	50 — 800
2. VKDU — 100	100	50 — 1 000
3. VKDU — 150	150	50 — 1 000
4. VKDUS — 50	50	50 — 700
5. VKDUS — 100	100	50 — 700
6. TL — 1 — 150	150	50 — 500
7. TL — 2 — 200	200	50 — 700

ВКДУ

Comenzi și informații se solicită la adresa:

U.R.S.S., MOSCOVA V-330, MOSFILMOVSKAIA, 35

V/O „Energomașexport"

Electromotoare asincrone seria D (Da cu carcasă de aluminiu) construite conform recomandărilor Comisiei Electrotechnice Internaţionale şi prescripţiilor DIN-42673 şi 42677

prezintă V/O „Energomaşexport"

Electromotoare închise cu precizie normală şi ridicată, destinate lucrărilor în condiţii climaterice temperate şi tropicale, pentru domeniul de puteri de 0,26— ,0 kW la diferite turaţii, la tensiunile de 220, 380, 249 şi 415 V pentru frecvenţa de 50 Hz şi la tensiunile de 110, 220, 380, 400 şi 440 V pentru frecvenţa de 60 Hz.

Pentru domeniul de puteri de 0,6-100 kW (la turaţia de 1500 rot/min) se livrează electromotoare cu destinaţie universală din seria A02.

Electromotoarele din seria A02:

— se construiesc pentru tensiunea nominală a reţelei de 22/380, 400 şi 500 V. La cerere, electromotoarele pot fi livrate şi la alte tensiuni pentru frecvenţa reţelei de 50 sau 60 Hz;

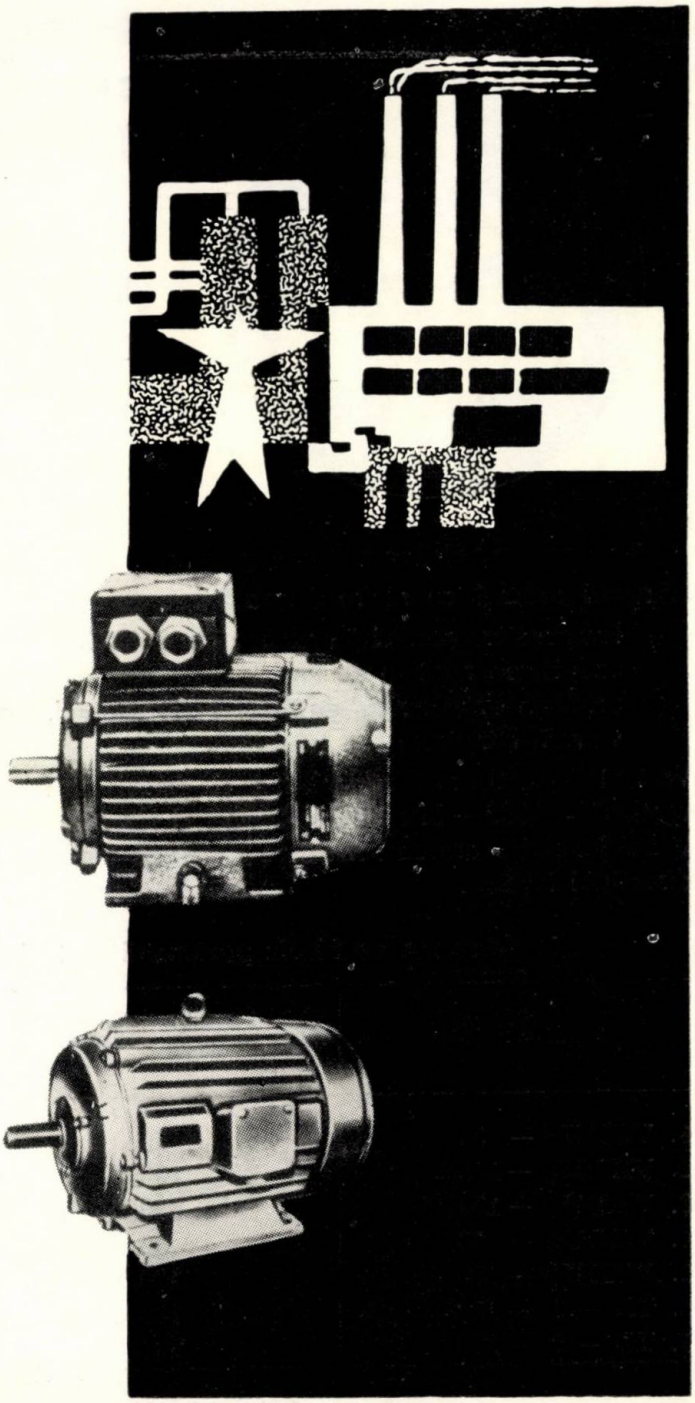
— au dimensiunile stabilite prin recomandările Comisiei Electrotehnice Internaţionale;

— pot fi construite pentru utilizări tropicale;

— au indici energetici superiori;

— pot lucra în încăperi cu praf şi impurităţi.

Siguranţa în exploatare şi rezistenţa electromotoarelor din seria A02 au fost apreciate în mu te ţări ale lumii, cu condiţii climaterice diferite, de la condiţiile polare la cele tropicale.



ENERGOMACHEXPORT

Informaţii mai amănunţite asupra electromotoarelor şi altor maşini electrice sovietice se obţin de la

V/O „ENERGOMAŞEXPORT", avînd adresa:

U.R.S.S., Moscova V-330, Mosfilmovskaia, 35

Telex 243

ELECTROTEHNICA

Anul 16 Nr. 3, pag. 81—120 martie 1968

CUPRINS

CZ 621.3.066.6 : 621.3.011,3

Pololea, E. : **Impedanţele operaţionale la contactele întrerupătoarelor.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 81—87

La studiul proceselor de deconectare a scurtcircuitelor din reţelele trifazate sînt necesare impedanţele operaţionale văzute de la contactele întrerupătoarelor. În articol se prezintă o metodă originală pentru determinarea acestor impedanţe pe o cale simplă, evitînd transfigurarea schemelor trifazate, care este folosită în prezent în literatura de specialitate. Metoda utilizează teoria componentelor simetrice şi calculul matricial şi permite stabilirea unor relaţii generale pentru calculul impedanţelor operaţionale.

CZ 621.313.1.042.3

Moraru, A. : **Asupra metodelor de calcul magnetic al dinţilor de secţiune variabilă.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 88—93

Se indică modul de considerare a efectului de descărcare a capătului dinţilor prin fluxuri de dispersie şi o metodă mai simplă şi mai exactă de calcul al tensiunii magnetice a dinţilor de secţiune variabilă, folosind formula de cvadratură a lui Gauss. Se dau rezultatele de calcul comparative, evidenţiind avantajele metodei expuse.

CZ 621.825—53 : 621.313.33

Bompa, L. : **Cuplajul asincron ca element în sistemele de reglare automată.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 94—104

În articol se studiază cuplajul asincron ca element al sistemelor de reglare automată. Se determină funcţia de transfer a cuplajului cu mărimea de intrare a curentului de excitaţie, folosind caracteristicile mecanice ridicate experimental. Funcţia de transfer a inductorului se determină pe baza rezultatelor studiului cîmpului electromagnetic din maşină. În final, se studiază reglarea turaţiei arborelui antrenat şi unele consideraţii privind optimizarea regulatorului după criteriile cunoscute.

CZ 536.51 : 537.311,3 : 621.317.339

Goia, L. şi *Goldenberg, R.* : **Termometru cu termistor.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 105—109

Lucrarea prezintă un termometru cu element sensibil un termistor care prezintă unele avantaje faţă de metodele obişnuite de măsurare a temperaturii în domeniul de circa $-15 \div +50°C$. Sînt indicate criteriile care au stat la baza alegerii schemei termometrului, datele constructive şi performanţele realizate de aparat.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.316.1.051 : 519

Racoveanu, N. : **Unele aplicaţii ale teoriei distribuţiilor la studiul reţelelor electrice.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 110—116

Articolul popularizează unele din ideile elementare ale teoriei distribuţiilor, care prezintă însemnătate aplicativă în cazul reţelelor liniare cu parametri constanţi.

Sînt puse în evidenţă în special noţiunea de derivată în sens distribuţii şi proprietăţile produsului de convoluţii în distribuţii, cu exemplificări care ilustrează valoarea metodică a aplicării acestor noţiuni.

NOTĂ

CZ 621.313.333.017.2/3

Completări la articolul „Noi contribuţii la determinarea şi reducerea pierderilor suplimentare din motoarele asinerone trifazate, de ing. I. Babuţia.

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 116

REFERATE ◎ RECENZII

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor șef: 14.63.86; secretar general de redacție: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 6341.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.066.6 : 631.3.011.3

Pololea, E. : **Die operationellen Impedanzen bei den Schalterkontakten.**

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S 81–87

Bei der Untersuchung der Unterbrechungsvorgänge von Kurzschlüssen in Drehstromnetzen benötigt man die operationellen Impedanzen von den Schaltkontakten aus betrachtet. Der Aufsatz bringt eine neuartige Methode zur Bestimmung dieser Impedanzen auf einfachem Weg, wobei die heutzutage in der Fachliteratur angewandte Verformung der Drehstromschematas vermieden wird. Die Methode wendet die Theorie der symetrischen Komponenten und die Matrizenrechnung an und ermöglicht die Bestimmung von allgemein gültigen Beziehungen für die Berechnung der operationellen Impedanzen.

DK 621.313.1.042.3

Moraru, A. : **Über die Methoden der magnetischen Berechnung von Zähnen veränderlichen Querschnittes.**

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S 88–93

Angegeben wird die Betrachtungsart des Entladungsvorganges der Zahnköpfe durch Streuflüsse sowie eine einfachere und genauere Berechnungsmethode der magnetischen Spannung von Zähnen veränderlichen Querschnittes. Benutzt wird dabei die Gauss'sche Quadraturtheorie. Durch vergleichende Resultate werden die Vorteile der angegebenen Methode hervorgehoben.

DK 621. 825–53 : 621.31333

Bompa L. : **Die asynchrone Koppelung als Element in den Selbstregelungssystemen.**

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S. 94–104

Der Aufsatz behandelt die asynchrone Koppelungsart als Element der Selbstregelungssysteme. Man bestimmt die Übergangsfunktion der Koppelung mit der Grösse des Erregerstromeinganges, wobei die durch Versuche gefundenen mechanischen Kenngrössen verwendet werden. Die Übergangsfunktion des Induktors wird durch die Untersuchung des elektromagnetischen Feldes in der Maschine bestimmt. Dann, errechnet man die Übergangsfunktion zwischen Koppelung und Eingangsgrösse des Erregerstromes, wobei die versuchsweise festgestellten mechanischen Kenngrössen verwendet werden. Zum Schluss, bespricht man die Regelung der Drehzahl bei der angetriebenen Welle, worauf gewisse Betrachtungen bzgl. der Verbesserung des Reglers nach den bekannten Kriterien folgen.

DK 536.51 : 537.311.3 :621.317.339

Goia, L. und *Goldenberg, R.* : **Das Thermistorthermometer.**

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S. 105–109

Die Arbeit beschreibt ein Thermometer mit einem empfindlichen Element, einem Thermistor, welches gegenüber den üblichen Temperaturmessungen aus dem Bereich ca. −15°C+ +50°C gewisse Vorteile zeigt.

Angegeben werden die Kriterien die der Wahl des Thermometerschemas zu Grunde lagen, ferner die konstruktiven Daten und die mit dem Instrument erzielten Resultate.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

DK 621.316.1.051. :519

Racoveanu, N. : **Einige Anwendungen der Verteilungtheorie zum Studium der elektrischen Netze.**

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S. 110–116

Der Aufsatz trägt zur Verständlichkeit einiger elementaren Ideen der Theorie der Verteilungen bei. Es handelt sich um lineare Netze mit konstanten Parametern, die in ihrer Anwendung eine Bedeutung haben. Hervorgehoben werden besonders der Begriff der Abteilung sowie die Eigenschaften des Produktes von Konvolutionen in den Verteilungen und dies mit Beispielen, welche den methodischen Wert der Anwendung dieser Begriffe vor Augen führen.

KURZNACHRICHT

CZ 622.313. 333. 077.2/3

Zusatz zum Artikel „Neue Beiträge bzgl. Bestimmung und Verkleinerung der zusätzlichen Verluste in den Drehstrom-Asynchronmotoren", von Ing. I. Babuția.

Electrotehnica **16**, H. 3, März 1968, S. 116

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE

СОДЕРЖАНИЕ

ДК621,3.066.6 : 621.3.011.3

Потоля, Е.: **Операционные импедансы на контактах выключателей.**

Electrotehnica **16** №.3, март 1968, стр 81 – 87

При изучении процессов выключения короткого замыкания на трехфазных сетях необходимы операционные импедансы, видимые от контактов выключателей. В статье описывается оригинальный метод определения этих импедансов простым способом, избегая преобразования трехфазных схем, применяемый в настоящее время в технической литературе. Метод использует теорию симметрических компонентов и матричного расчета, позволяя установить некоторые общие соотношения для расчета операционных импедансов.

ДК621.313.1.042.3

Морару, А.: **К вопросу о методе магнитного расчета зубьев переменного сечения.**

Electrotehnica **16.** №.3, март 1968 стр 88 – 93

Указывается способ учета эффекта разряда концов зубьев током рассеяния и более простым и более точным методом вычисления магнитного напряжения зубьев переменного сечения, применяя формулу квадратуры Госса. Приводятся результаты сравнительного расчета, подчеркивая преимущества предложенного метода.

ДК 621.825 – 53 :621.313.33

Бомпа, Л.: **Асинхронное соединение как элемент в системах автоматической регулировки.**

Electrotehnica **16**, №.3, март 1968 стр 94 – 104

В статье рассматривается асинхронное соединение как элемент системы автоматической регулировки. Определяется функция передачи соединения выходной величиной тока возбуждения, применяя механические характеристики, взятые экспериментально. Функция передачи индуктора определяется на основе результатов изучения электромагнитного поля машины.

В продолжении изучается регулировка оборотов приводного вала и некоторые вопросы, связанные с оптимизацией регулятора по известным критериям.

ДК 536.51 : 537.311.3 : 621.317.339

Гоша, Л. и *Гольденберг, Р.:* **Термометр с термистором.**

Electrotehnica **16**, №.3, март 1968 стр 105 – 109

В работе представлен термометр с чувствительным элементом-термистором, имеющим некоторые преимущества. по сравнению с обычными методами измерения температуры в области около — 15—50°С. Указываются критерии, положенные в основу выбора схемы термометра, конструктивные данные и результаты, полученные на приборе.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.316.1.051 : 519

Раковяну, Н.: **Применение теории распределения при исследовании электрических сетей.**

Electrotehnica **16**, №.3, март 1968 стр. 110 – 116

Статья содержит некоторые элементарные понятия теории распределения, имеющие значение в случае линейных сетей с постоянными параметрами.

Подчеркивается, главным образом, понятие производной в смысле распределения и свойства продукта свертывания в распределениях, и даются примеры, иллюстрирующие методическое значение применения этих понятий.

ЗАМЕТКА

ДК 621.313.333.017.213

Дополнения в статье „Новый вклад в определение и уменьшение дополнительных потерь в асинхронных трехфазных двигателях" инж. И. Барбуия.

Electrotehnica **16**, №.3, март 1968, стр. 116

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 3 București, martie 1968

Impedanțele operaționale la contactele întrerupătoarelor

Eugen Patolea* — București

CZ 621.3.066.6 : 621.3.011.3

Întrerupătoarele trifazate din rețelele electroenergetice nu deconectează simultan pe cele trei faze. Avînd în vedere calculul tensiunilor de restabilire la contacte, este necesar să se determine impedanțele operaționale ale rețelei, văzute de la contacte.

În literatură [9] se determină impedanțele operaționale cu ajutorul schemei trifazate (a, b, c), care se transfigurează în mod corespunzător. În această metodă se neglijează întotdeauna inductivitățile mutuale pentru a evita complicarea excesivă a relațiilor.

În articol se vor determina impedanțele operaționale cu ajutorul schemelor (d, i, h) din metoda componentelor simetrice. În această metodă se ține seamă de inductivitățile mutuale și se stabilesc relații simple pentru exprimarea impedanțelor operaționale în cazurile cele mai generale.

1. Schemele rețelelor fictive

Se consideră o rețea trifazată simetrică în care intervine un element trifazat nesimetric (fig. 1). Elementul nesimetric este constituit fie din surse de tensiune care debitează într-o latură trifazată (fig. 1, a), fie din surse de curent care debitează într-un nod trifazat (fig. 1, b și c).

Se construiesc schemele echivalente ale rețelelor fictive (d, i, h) din metoda componentelor simetrice (fig. 2). Schemele rețelei simetrice sînt independente (fără cuplaje electrice sau magnetice între rețelele d, i, h), iar elementul nesimetric este reprezentat prin surse nesimetrice de tensiune sau de curent.

Calculul regimului nesimetric se efectuează folosind metoda suprapunerii efectelor. În prima etapă se anulează sursele nesimetrice (de tensiune sau de curent) și se calculează regimul simetric folosind numai rețeaua directă în care intervin sursele simetrice de tensiune. În a doua etapă se anulează sursele simetrice de tensiune și se calculează regimul nesimetric determinat de sursele nesimetrice de tensiune sau de curent.

În cele ce urmează se va studia numai a doua etapă din metoda suprapunerii efectelor

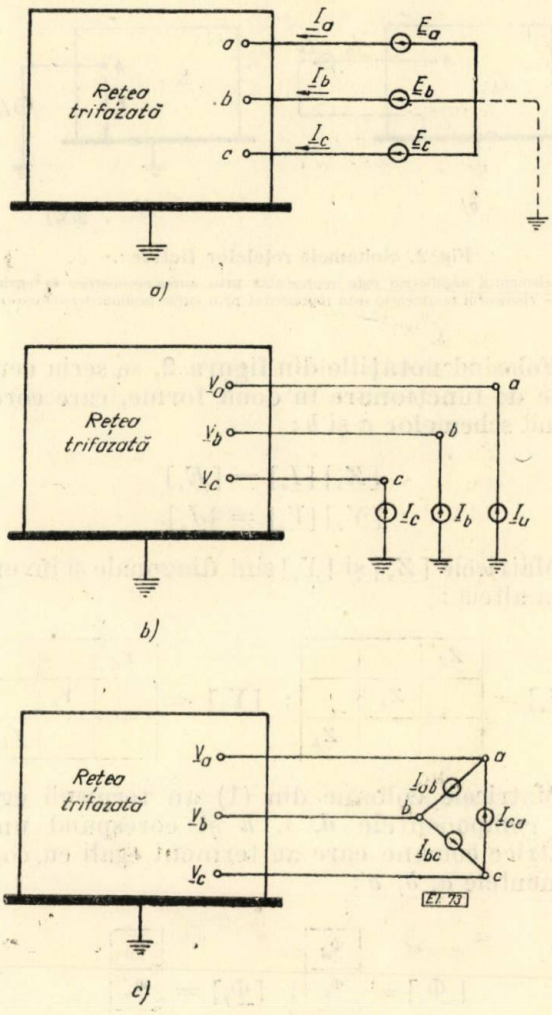


Fig. 1. Schema unei rețele trifazate:
a — elementul nesimetric este constituit din surse de tensiune în laturi; b — elementul nesimetric este constituit din surse de curent pe faze; c — elementul nesimetric este constituit din surse de curent între faze.

pentru a determina impedanțele văzute de la bornele unor nesimetrii simple din rețeaua trifazată. Rețeaua simetrică pasivizată se va

* Dr. ing. *E. Potolea* este conferențiar la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

caracteriza prin impedanțele $\underline{Z}_d$, $\underline{Z}_i$, $\underline{Z}_h$ sau prin admitanțele $\underline{Y}_d$, $\underline{Y}_i$, $\underline{Y}_h$, văzute de la bornele elementului nesimetric (fig. 2).

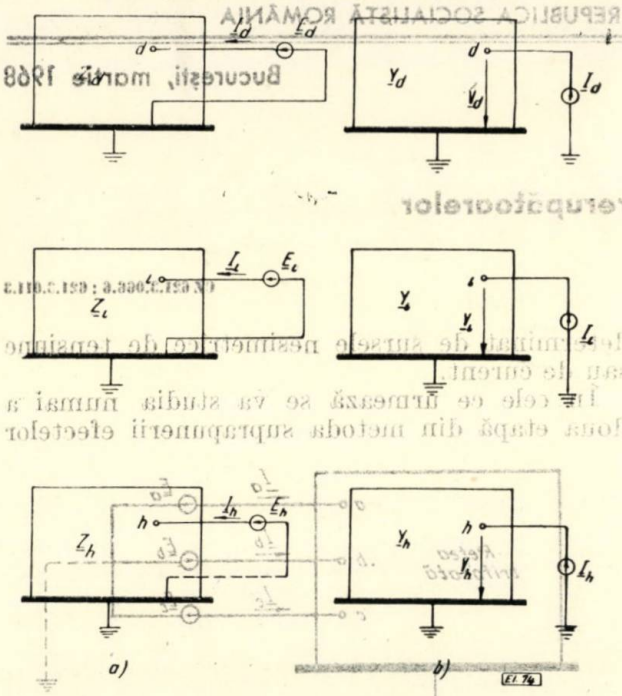


Fig 2. Schemele rețelelor fictive :.

a – elementul nesimetric este reprezentat prin surse nesimetrice de tensiune ; *b* – elementul nesimetric este reprezentat prin surse nesimetrice de curent.

Folosind notațiile din figura 2, se scriu ecuațiile de funcționare în două forme, care corespund schemelor *a* și *b* :

$$[\underline{Z}_s]\,[\underline{I}_s] = [\underline{E}_s] \qquad [\underline{Y}_s]\,[\underline{V}_s] =]\underline{J}_s]. \tag{1}$$

Matricele $[\underline{Z}_s]$ și $[\underline{Y}_s]$ sînt diagonale și inverse una alteia :

$$[\underline{Z}_s] = \begin{bmatrix} \underline{Z}_d & & \\ & \underline{Z}_i & \\ & & \underline{Z}_h \end{bmatrix}; \quad [\underline{Y}_s] = \begin{bmatrix} \underline{Y}_d & & \\ & \underline{Y}_i & \\ & & \underline{Y}_h \end{bmatrix}$$

Matricele coloane din (1) au termenii egali cu componentele *d*, *i*, *h* și corespund unor matrice coloane care au termeni egali cu componentele *a*, *b*, *c* :

$$[\underline{\Phi}_s] = \begin{bmatrix} \underline{\Phi}_d \\ \underline{\Phi}_i \\ \underline{\Phi}_h \end{bmatrix}; \quad [\underline{\Phi}_f] = \begin{bmatrix} \underline{\Phi}_a \\ \underline{\Phi}_b \\ \underline{\Phi}_c \end{bmatrix}$$

Legătura dintre componentele *a*, *b*, *c* și *d*, *i*, *h* este dată de una din relațiile :

$$[\underline{\Phi}_s] = [\underline{C}_s]\,[\underline{\Phi}_f] \qquad [\underline{\Phi}_f] = [\underline{C}_s]\,[\underline{\Phi}_s], \tag{2}$$

în care $[\underline{C}_s]$ este matricea normată din metoda componentelor simetrice :

$$[\underline{C}_s] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{array}{c|ccc} & d & i & h \\ \hline a & 1 & a & a^2 \\ i & 1 & a^2 & a \\ h & 1 & 1 & 1 \end{array}; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

2. Matricele de corespondență

Elementele nesimetrice din rețeaua trifazată se iau în considerare ca nesimetrii simple, care se împart în două categorii : longitudinale (tabela 1) și transversale (tabela 2). Pentru a indica faza sau fazele afectate de nesimetriile simple se folosesc matricele $[l]$ sau $[t]$ și se scriu relațiile de corespondență ale surselor nesimetrice :

$$[\underline{E}_f] = [l]\,\underline{E} \qquad [\underline{J}_f] = [t]\,\underline{J}. \tag{3}$$

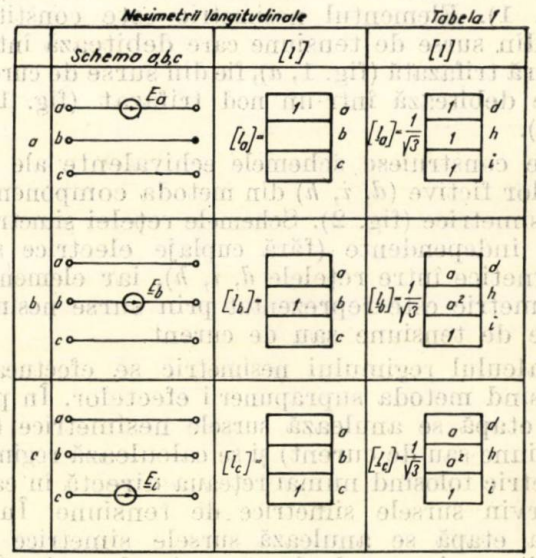
Sursele $\underline{E}$ sau $\underline{J}$ pot interveni pe oricare din faze, așa cum se arată în tabelele 1 și 2. Locul acestor surse se precizează prin alegerea matricelor de corespondență $[l]$ și $[t]$.

Relațiile (3) se înmulțesc la stînga cu $[\underline{C}_s]$ și se obțin relațiile de corespondență transformate :

$$[\underline{E}_s] = [\underline{l}]\,\underline{E} \qquad [\underline{J}] = [\underline{t}]\,\underline{J}, \tag{4}$$

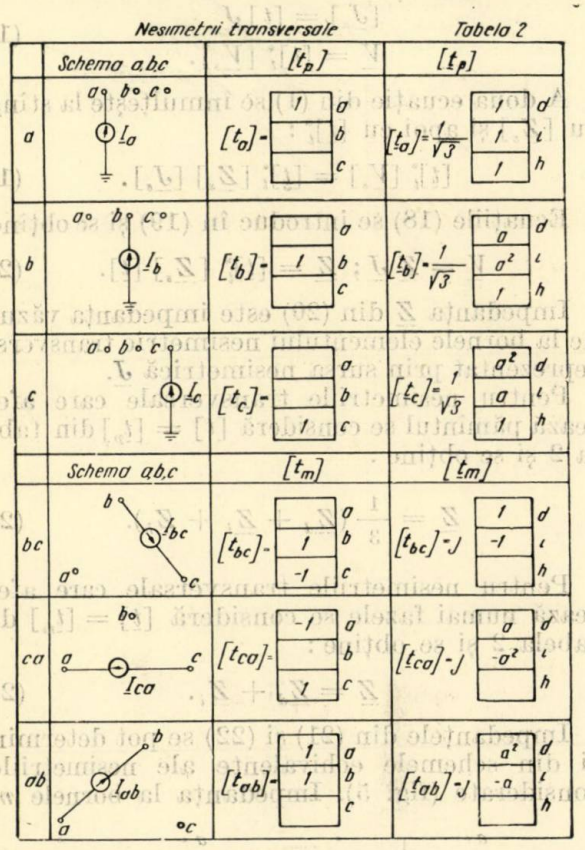
în care :

$$[\underline{l}] = [\underline{C}_s]\,[l] \qquad [\underline{t}] = [\underline{C}_s]\,[t]. \tag{5}$$



Matricele $[\underline{l}]$ și $[\underline{t}]$ pentru diferite nesimetrii simple sînt date în tabelele 1 și 2. Aceste matrice stabilesc corespondența dintre sursele nesi-

metrice $\underline{E}$, $\underline{J}$ din reţeaua a, b, c şi sursele nesimetrice $\underline{E}_s$, $\underline{J}_s$ care se introduc în reţelele fictive.



În reţeaua trifazată (a, b, c) pot să intervină cîte două nesimetrii simple în aceeaşi latură trifazată sau la acelaşi nod trifazat, însă pe faze diferite. În acest caz, relaţiile de formă (4) se scriu cu ajutorul a două matrice de corespondenţă $[\underline{L}]$ şi $[\underline{T}]$:

$$[\underline{E}_s] = [\underline{L}]\,[\underline{E}] \qquad [\underline{J}_s] = [\underline{T}]\,[\underline{J}]. \tag{6}$$

Matricele coloane $[\underline{E}]$ şi $[\underline{J}]$ au termenii egali cu tensiunile şi curenţii surselor nesimetrice, numerotate în mod independent. Matricele $[\underline{L}]$ şi $[\underline{T}]$ au cîte un rînd triplu (d, i, h) şi două coloane simple corespunzătoare nesimetriilor simple. Căsuţele matricelor $[\underline{L}]$ şi $[\underline{T}]$ se completează cu matricele $[\underline{l}]$ şi $[\underline{t}]$ corespunzătoare nesimetriilor notate pe coloane.

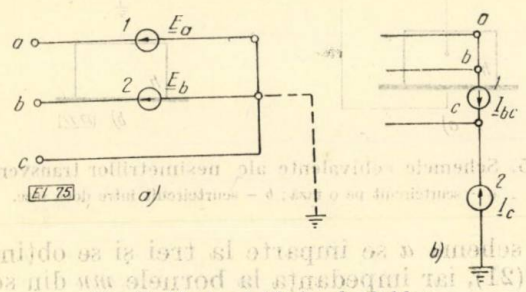


Fig. 3. Nesimetriile locale duble:
a – două nesimetrii simple longitudinale; b – două nesimetrii simple transversale.

Pentru a exemplifica se scriu matricele $[\underline{L}]$ şi $[\underline{T}]$ în cazul schemelor din figura 3:

$$[\underline{L}] = \begin{array}{cc} 1 & 2 \\ \hline \multicolumn{2}{|c|}{[\underline{l}_1]\,[\underline{l}_2]} \\ \hline \end{array} \qquad [\underline{T}] = \begin{array}{cc} 1 & 2 \\ \hline \multicolumn{2}{|c|}{[\underline{t}_1]\,[\underline{t}_2]} \\ \hline \end{array} \tag{7}$$

3. Nesimetrii longitudinale

Se consideră că în schema din figura 1, b intervine o singură sursă de tensiune pe una din faze. Se notează cu $\underline{E}$ şi $\underline{I}$ tensiunea şi curentul sursei şi se scriu ecuaţiile de corespondenţă:

$$[\underline{E}_s] = [\underline{l}]\,\underline{E} \qquad \underline{I} = [\underline{l}]_t^*\,[\underline{I}_s]. \tag{8}$$

Prima ecuaţie din (1) se înmulţeşte la stînga cu $[\underline{Y}_s]$ şi apoi cu $[\underline{l}]_t^*$:

$$[\underline{l}]_t^*\,[\underline{I}_s] = [\underline{l}]_t^*\,[\underline{Y}_s]\,[\underline{E}_s]. \tag{9}$$

Introducînd ecuaţiile de corespondenţă (8) în ecuaţia (9), se obţine:

$$\underline{I} = \underline{Y}\,\underline{E}; \quad \underline{Y} = [\underline{l}]_t^*\,[\underline{Y}_s]\,[\underline{l}]. \tag{10}$$

Admitanţa $\underline{Y}$ din (10) este admitanţa văzută de la bornele elementului nesimetric longitudinal, reprezentat prin sursa nesimetrică $\underline{E}$. Oricare ar fi matricea $[\underline{l}]$ din tabela 1 şi deci oricare ar fi faza afectată de nesimetrie, se obţine:

$$\underline{Y} = \frac{1}{3}\,(\underline{Y}_a + \underline{Y}_i + \underline{Y}_h), \tag{11}$$

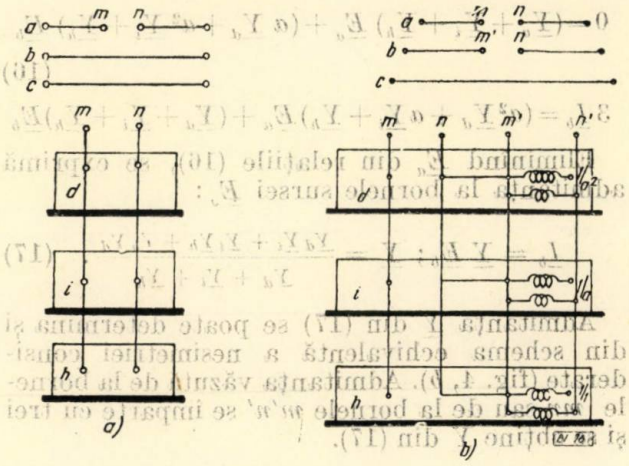


Fig. 4. Schemele echivalente ale nesimetriilor longitudinale:
a – întreruperea unei faze; b – întreruperea a două faze.

Admitanţa $\underline{Y}$ din (11) poate fi determinată şi din schema echivalentă a nesimetriei considerate (fig. 4). Admitanţa văzută de la bornele mn se împarte la trei şi se obţine $\underline{Y}$ din (11).

Se consideră că în schema din figura 1, *b* intervin două surse de tensiune pe fazele *a* și *b*. Se notează cu $\underline{E}_a$, $\underline{E}_b$ și $\underline{I}_a$, $\underline{I}_b$ tensiunile și curenții surselor și se scriu ecuațiile de corespondență :

$$\begin{aligned}[\underline{E}_s] &= [\underline{L}]\,[\underline{E}] \\ [\underline{I}] &= [\underline{L}]_t^*\,[\underline{I}_s],\end{aligned} \tag{12}$$

în care :

$$[\underline{E}] = \left|\frac{\underline{E}_a}{\underline{E}_b}\right|;\quad [\underline{I}] = \left|\frac{\underline{I}_a}{\underline{I}_b}\right|;\quad [\underline{L}]_t^* = \left|\frac{[l_a]_t^*}{[l_b]_t^*}\right|.$$

Prima ecuație din (1) se înmulțește la stînga cu $\underline{Y}_s$ și apoi cu $[\underline{L}]_t^*$:

$$[\underline{L}]_t^*\,[\underline{I}_s] = [\underline{L}]_t^*\,[\underline{Y}_s]\,[\underline{E}_s]. \tag{13}$$

Ecuațiile (12) se introduc în (13) și se obține :

$$[\underline{I}] = [\underline{Y}]\,[\underline{E}];\quad [\underline{Y}] = [\underline{L}]_t^*\,[\underline{Y}_s]\,[\underline{L}]. \tag{14}$$

Se efectuează calculele pentru matricea $[\underline{Y}]$ și se scrie ecuația din (14) sub forma :

$$\left|\frac{\underline{I}_a}{\underline{I}_b}\right| = \frac{1}{3}\left|\begin{array}{c|c} \underline{Y}_d+\underline{Y}_i+\underline{Y}_h & a\,\underline{Y}_d+a^2\,\underline{Y}_i+\underline{Y}_h \\ \hline a^2\,\underline{Y}_d+a\,\underline{Y}_i+\underline{Y}_h & \underline{Y}_d+\underline{Y}_i+\underline{Y}_h \end{array}\right| \left|\frac{\underline{E}_a}{\underline{E}_b}\right|. \tag{15}$$

Se pune problema de a determina admitanța văzută la bornele lui $\underline{E}_a$, atunci cînd faza *b* este întreruptă ($\underline{I}_b = 0$) sau de a determina admitanța văzută la bornele lui $\underline{E}_b$, atunci cînd faza *a* este întreruptă ($\underline{I}_a = 0$). În ambele cazuri se obține același rezultat.

Se consideră $\underline{I}_a = 0$ și se scriu relațiile din (15) :

$$0 = (\underline{Y}_a+\underline{Y}_i+\underline{Y}_h)\,\underline{E}_a + (a\,\underline{Y}_d+a^2\,\underline{Y}_i+\underline{Y}_h)\,\underline{E}_b \tag{16}$$

$$3\,\underline{I}_b = (a^2\underline{Y}_d+a\underline{Y}_i+\underline{Y}_h)\underline{E}_a + (\underline{Y}_d+\underline{Y}_i+\underline{Y}_h)\underline{E}_b$$

Eliminînd $\underline{E}_a$ din relațiile (16), se exprimă admitanța la bornele sursei $\underline{E}_b$:

$$\underline{I}_b = \underline{Y}\,\underline{E}_b;\quad \underline{Y} = \frac{\underline{Y}_d\underline{Y}_i+\underline{Y}_i\underline{Y}_h+\underline{Y}_h\underline{Y}_d}{\underline{Y}_d+\underline{Y}_i+\underline{Y}_h}. \tag{17}$$

Admitanța $\underline{Y}$ din (17) se poate determina și din schema echivalentă a nesimetriei considerate (fig. 4, *b*). Admitanța văzută de la bornele *mn* sau de la bornele *m'n'* se împarte cu trei și se obține $\underline{Y}$ din (17).

4. Nesimetrii transversale

Se consideră că în schema din figura 1, *c* intervine o singură sursă de curent, corespunzătoare unei nesimetrii simple din tabela 2. Se notează cu $\underline{J}$ și $\underline{V}$ curentul sursei și tensiunea la bornele ei și se scriu ecuațiile de corespondență :

$$\begin{aligned}[\underline{J}_s] &= [\underline{t}]\,\underline{J} \\ \underline{V} &= [\underline{t}]_t^*\,[\underline{V}_s].\end{aligned} \tag{18}$$

A doua ecuație din (1) se înmulțește la stînga cu $[\underline{Z}_s]$ și apoi cu $[\underline{t}]_t^*$:

$$[\underline{t}]_t^*\,[\underline{V}_s] = [\underline{t}]_t^*\,[\underline{Z}_s]\,[\underline{J}_s]. \tag{19}$$

Ecuațiile (18) se introduc în (19) și se obține :

$$\underline{V} = \underline{Z}\,\underline{J};\quad \underline{Z} = [\underline{t}]_t^*\,[\underline{Z}_s]\,[\underline{t}]. \tag{20}$$

Impedanța $\underline{Z}$ din (20) este impedanța văzută de la bornele elementului nesimetric transversal reprezentat prin sursa nesimetrică $\underline{J}$.

Pentru nesimetriile transversale care afectează pămîntul se consideră $[t] = [t_p]$ din tabela 2 și se obține :

$$\underline{Z} = \frac{1}{3}(\underline{Z}_d+\underline{Z}_i+\underline{Z}_h). \tag{21}$$

Pentru nesimetriile transversale care afectează numai fazele se consideră $[\underline{t}] = [\underline{t}_m]$ din tabela 2 și se obține :

$$\underline{Z} = \underline{Z}_d+\underline{Z}_i. \tag{22}$$

Impedanțele din (21) și (22) se pot determina și din schemele echivalente ale nesimetriilor considerate (fig. 5). Impedanța la bornele *mn*

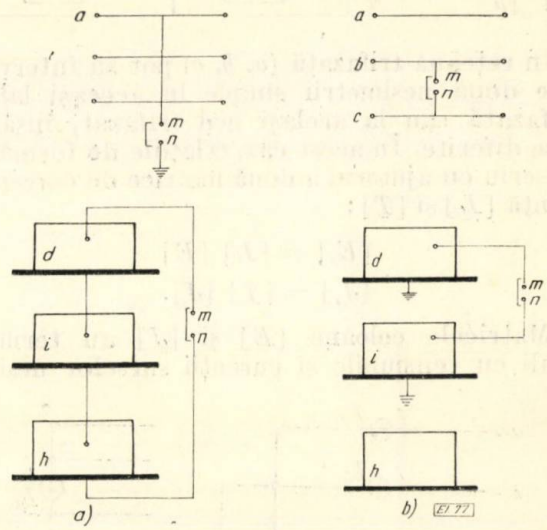


Fig. 5. Schemele echivalente ale nesimetriilor transversale : *a* — scurtcircuit pe o fază ; *b* — scurtcircuit între două faze.

din schema *a* se împarte la trei și se obține $\underline{Z}$ din (21), iar impedanța la bornele *mn* din schema *b* este egală cu $\underline{Z}$ din (22).

Se consideră că în schema din figura 1, *c* intervin două surse de curent $\underline{J}_{bc}$ și $\underline{J}_c$ și se scriu ecuațiile de corespondență :

$$\begin{aligned}[\underline{J}_s] &= [\underline{T}]\,[\underline{J}] \\ [\underline{V}] &= [\underline{T}]_t^*\,[\underline{V}_s],\end{aligned} \tag{23}$$

în care :

$$[\underline{J}] = \left|\frac{\underline{J}_{bc}}{\underline{J}_c}\right|; \quad [\underline{V}] = \left|\frac{\underline{V}_{bc}}{\underline{V}_c}\right|; \quad [\underline{T}]_t^* = \left|\frac{[\underline{t}_{bc}]_t^*}{[\underline{t}_c]_t^*}\right|$$

A doua ecuație din (1) se înmulțește la stînga cu $[\underline{Z}_s]$ și apoi cu $[\underline{T}]_t^*$:

$$[\underline{T}]_t^* [\underline{V}_s] = [\underline{T}]_t^* Z_s J_s. \tag{24}$$

Ecuațiile (23) se introduc în (24) și se obține :

$$[\underline{V}] = [\underline{Z}] [\underline{J}]; \quad [\underline{Z}] = [\underline{T}]_t^* [\underline{Z}_s] [\underline{T}]. \tag{25}$$

Se efectuează calculele pentru matricea $[\underline{Z}]$ și se scrie ecuația din (25) sub forma :

$$\left|\frac{\underline{V}_{bc}}{\underline{V}_c}\right| = \left|\begin{array}{c|c} \underline{Z}_d + \underline{Z}_i & -\frac{j}{\sqrt{3}}(a^2 \underline{Z}_d - a \underline{Z}_i) \\ \hline \frac{j}{\sqrt{3}}(a \underline{Z}_d - a^2 \underline{Z}_i) & \frac{1}{3}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i + \underline{Z}_h) \end{array}\right| \left|\frac{\underline{J}_{bc}}{\underline{J}_c}\right|. \tag{26}$$

Se consideră că faza c este pusă direct la pămînt ($V_c = 0$) și se scriu relațiile din (26) :

$$\underline{V}_{bc} = (\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)\,\underline{J}_{bc} - \frac{j}{\sqrt{3}}(a^2 \underline{Z}_d - a \underline{Z}_i)\underline{J}_c \tag{27}$$

$$0 = \frac{j}{\sqrt{3}}(a\underline{Z}_d - a^2 \underline{Z}_i)\,\underline{J}_{bc} + \frac{1}{3}(\underline{Z}_d + \underline{Z}_i + \underline{Z}_h)\underline{J}_c.$$

Eliminînd $\underline{J}_c$ din relațiile (27), se exprimă impedanța la bornele sursei $\underline{J}_{bc}$:

$$\underline{V}_{bc} = \underline{Z}\,\underline{J}_{bc}; \quad \underline{Z} = \frac{\underline{Z}_d \underline{Z}_i + \underline{Z}_i \underline{Z}_h + \underline{Z}_h \cdot \underline{Z}_d}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i + \underline{Z}_h}. \tag{28}$$

Impedanța $\underline{Z}$ din (28) este inversa admitanței $\underline{Y}$ din (17). Rezultatul era de așteptat, dat fiind că cele două situații studiate sînt analoge.

5. Aplicație

Se dă schema trifazată din figura 6 și se cere să se determine impedanțele operaționale văzute de la contactele întrerupătorului, care deconectează succesiv pe fazele a, b, c.

Se construiesc schemele rețelelor fictive (fig. 6, b), în care $C_d = C_i = C_p + 3\,C_m$ și $C_h = C_p$. Inductivitățile L_d și L_i sînt, în general, neegale, iar rezistențele se neglijează.

Admitanțele operaționale ale rețelelor fictive sînt :

$$Y_d(p) = \frac{C_h}{p}(p^2 + \nu_d^2); \quad \nu_d^2 = \frac{1}{C_d L_d},$$

$$Y_i(p) = \frac{C_i}{p}(p^2 + \nu_i^2); \quad \nu_i^2 = \frac{1}{C_i L_i},$$

$$Y_h(p) = \frac{C_h}{p}(p^2 + \nu_h^2); \quad \nu_h^2 = \frac{1}{C_h (L_h + 3 L_0)}.$$

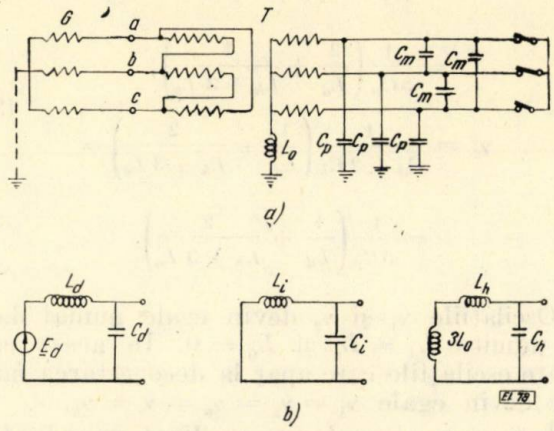


Fig. 6. Scheme pentru aplicație :
a – schema trifazată ; b – schemele rețelelor fictive, văzute de la bornele întrerupătorului.

Deoarece scurtcircuitul trifazat este cu punere la pămînt, se folosesc relațiile (11), (17), (21) pentru a exprima impedanțele operaționale la deconectarea fazelor a, b, c :

a) $$Z_a(p) = 3\frac{p}{C_d(p^2 + \nu_d^2) + C_i(p^2 + \nu_i^2) + C_h(p^2 + \nu_h^2)};$$

b) $$Z_b(p) = \frac{3}{Z_a(p)} \cdot \frac{p^2}{C_d[C_d(p^2+\nu_d^2)(p^2+\nu_i^2) + C_h(p^2+\nu_i^2)(p^2+\nu_h^2) + C_h(p^2+\nu_h^2)(p^2+\nu_d^2)]};$$

c) $$Z_c(p) = \frac{1}{3C_d} \cdot \frac{p}{p^2 + \nu_d^2} + \frac{1}{3C_i} \cdot \frac{p}{p^2 + \nu_i^2} + \frac{1}{3C_h} \cdot \frac{p}{p^2 + \nu_h^2}.$$

Impedanța $Z_a(p)$ corespunde unei rețele cu o singură oscilație proprie ν_1 :

$$\nu_1^2 = \frac{1}{2C_d + C_h}[C_d(\nu_d^2 + \nu_i^2) + C_h \nu_h^2]. \tag{29}$$

Impedanța $Z_b(p)$ corespunde unei rețele cu două oscilații proprii. Dacă se admite $\nu_d = \nu_i$, atunci una dintre oscilații este ν_d, iar a doua este ν_2 :

$$\nu_2^2 = \frac{1}{C_d + 2C_h}(C_d \nu_d^2 + 2\,C_h \nu_h^2). \tag{30}$$

Impedanţa $Z_c(p)$ corespunde unei reţele cu trei oscilaţii proprii ν_d, ν_i şi ν_h. Dacă se admite $\nu_d = \nu_i$, se obţin numai două oscilaţii proprii ν_d şi ν_h.

Oscilaţiile ν_1 şi ν_2, care intervin la întreruperea fazelor *a* şi *b*, sînt diferite chiar dacă se admite $\nu_d = \nu_i$ şi se neglijează capacităţile mutuale ($C_d = C_i = C_h = C_p$):

$$\begin{aligned}
\nu_1^2 &= \frac{1}{2C_d + C_h}\left(\frac{2}{L_d} + \frac{1}{L_h + 3L_0}\right) = \\
&= \frac{1}{3C_p}\left(\frac{2}{L_d} + \frac{1}{L_h + 3L_0}\right); \\
\nu_2^2 &= \frac{1}{C_d + 2C_h}\left(\frac{1}{L_d} + \frac{2}{L_h + 3L_0}\right) = \\
&= \frac{1}{3C_p}\left(\frac{1}{L_d} + \frac{2}{L_h + 3L_0}\right).
\end{aligned} \tag{31}$$

Oscilaţiile ν_1 şi ν_2 devin egale numai dacă se admite $L_d = L_h$ şi $L_0 = 0$. În acest caz, toate oscilaţiile care apar la deconectarea fazelor devin egale $\nu_1 = \nu_2 = \nu_d = \nu_i = \nu_h$.

Într-un mod analog se studiază impedanţele la deconectare atunci cînd scurtcircuitul este fără punere la pămînt sau cînd neutrul reţelei este izolat. Se folosesc relaţiile (11) şi (17), în care se consideră $\underline{Y}_h = 0$ şi se obţine:

$$\text{a)}\ Z_a(p) = 3\,\frac{p}{2C_d p^2 + \frac{1}{2}(\nu_d^2 + \nu_i^2)};$$

$$\text{b)}\ Z_b(p) = Z_d(p) + Z_i(p) = \frac{1}{C_d}\left(\frac{p}{p^2 + \nu_d^2} + \frac{p}{p^2 + \nu_i^2}\right).$$

La deconectarea fazei *a* intervine o singură oscilaţie, iar la deconectarea fazei *b* intervin două oscilaţii, care devin egale dacă $\nu_d = \nu_i$.

6. Concluzii

Calculul impedanţelor operaţionale cu metoda expusă necesită trei operaţii principale:

— construirea schemelor *d*, *i*, *h*, văzute de la bornele întrerupătorului;

— calculul admitanţelor operaţionale $Y_d(p)$, $Y_i(p)$, $Y_h(p)$ ale schemelor *d*, *i*, *h*;

— aplicarea relaţiilor (11), (17), (21) pentru $\underline{Y}_h \neq 0$ sau a relaţiilor (11), (22) pentru $\underline{Y}_h = 0$.

Metoda prezintă avantaje incontestabile faţă de metoda bazată pe transfigurarea schemei trifazate. În primul rînd, schemele *d*, *i*, *h* se construiesc cu uşurinţă, ţinînd seamă şi de inductivităţile mutuale. În al doilea rînd, impedanţele operaţionale se obţin direct cu relaţiile amintite, fără a necesita transfigurarea unor scheme echivalente.

În demonstrarea relaţiilor (11), (17), (21) s-au folosit matricele $[l]$ şi $[t]$ numite matrice de corespondenţă. Introducerea acestor matrice se dovedeşte deosebit de utilă la studiul general al regimurilor nesimetrice [8].

ANEXA

Calculul tensiunii de restabilire

Tensiunea de restabilire la contactele întrerupătorului se exprimă cu relaţia:

$$u(p) = Z(p)\, i(p). \tag{A.1}$$

În primele momente ale regimului tranzitoriu, curentul de restabilire prin canalul ionizat al arcului electric poate fi considerat sinusoidal, astfel că transformata Laplace se exprimă cu una din relaţiile:

$$\begin{aligned}
i(p) &= \mathcal{L}(I \sin \omega t = I\omega \frac{1}{p^2 + \omega^2}; \\
i(p) &\approx \mathcal{L}(I\omega t) = I\omega \frac{1}{p^2}.
\end{aligned} \tag{A.2}$$

În relaţiile (A.2) şi în cele ce urmează se notează cu *I* amplitudinea componentei periodice a curentului de scurtcircuit, anterior deconectării.

A doua relaţie din (A.2) este aproximativă şi se utilizează pentru simplificarea calculului tensiunii de restabilire. Înlocuirea funcţiunii sin ωt prin primul termen ωt din dezvoltarea în serie corespunde cu neglijarea pulsaţiei ω faţă de operatorul $p = 1/dt$, pentru t foarte apropiat de zero. În consecinţă, relaţiile ce vor fi stabilite în continuare sînt aplicabile numai pentru primele momente ale regimului tranzitoriu.

Introducînd în (A.1) impedanţele operaţionale din § 5 şi expresia aproximativă a lui $i(p)$ din (A.2), se obţin relaţii de forma:

$$u(p) = \omega I \frac{A(p)}{p\,B(p)}, \tag{A.3}$$

Se notează cu p_k rădăcinile ecuaţiei $B(p) = 0$ şi se aplică teorema dezvoltării:

$$\begin{aligned}
u(p) &= \omega I\left[\frac{A(0)}{B(0)}\frac{1}{p} + \sum \frac{A(p_k)}{p_k B'(p_k)}\frac{1}{p - p_k}\right]; \\
u(t) &= \omega I\left[\frac{A(0)}{B(0)} + \sum \frac{A(p_k)}{p_k B'(p_k)} e^{p_k t}\right].
\end{aligned} \tag{A.4}$$

Folosind impedanţele operaţionale de la § 5 şi aplicînd relaţiile (A.4), se exprimă tensiunile de restabilire la deconectarea succesivă a fazelor *a*, *b*, *c*, în cazul scurtcircuitului trifazat cu şi fără punere la pămînt:

— pentru scurtcircuit fără punere la pămînt:

$$\begin{aligned}
u_a(t) &= \omega I_a \frac{3}{2C_d}\frac{1}{\nu_1^2}(1 - \sin \nu_1 T); \\
u_b(t) &= \omega I_b \frac{1}{C_d}\left[\frac{1}{\nu_d^2}(1 - \sin \nu_d t) + \frac{1}{\nu_i^2}(1 - \sin \nu_i t)\right];
\end{aligned} \tag{A.5}$$

— pentru scurtcircuit cu punere la pămînt :

$$u'_b(t) = \omega I'_b \frac{1}{C_d} \frac{2C_d + C_h}{C_d + 2C_h} \frac{\nu_1^2}{\nu_d^2 \nu_2^2} \left(1 + \frac{\nu_2^2}{\nu_1^2} \cdot \frac{\nu_d^2 + \nu_1^2}{\nu_d^2 - \nu_2^2} \sin \nu_d t + \frac{\nu_d^2}{\nu_1^2} \cdot \frac{\nu_2^2 + \nu_1^2}{\nu_2^2 - \nu_d^2} \sin \nu_2 t \right);$$

$$u_c(t) = \omega I_c \frac{1}{3} \left[\frac{1}{C_d} \frac{2}{\nu_d^2} (1 - \sin \nu_d t) + \frac{1}{C_h} \frac{1}{\nu_h^2} (1 - \sin \nu_h t) \right].$$

În relațiile (A.5) și (A.6) intervin amplitudinile curenților de restabilire, care se calculează din regimul de scurtcircuit, anterior ruperii arcului electric dintre contacte :

— curentul pe faza a, la scurtcircuit trifazat :

$$\underline{I}_a = \frac{\underline{E}_d}{\underline{Z}_d}; \qquad (A.7)$$

— curentul pe faza b, la scurtcircuit între fazele b și c :

$$\underline{I}_b = -j\sqrt{3} \frac{\underline{E}_d}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i}; \qquad (A.8)$$

— curentul pe faza b, la scurtcircuit bifazat (fazele b și c) cu punere la pămînt :

$$\underline{I}'_b = j a^2 \underline{E}_d \frac{(1-a)\underline{Z}_i + (1-a^2)\underline{Z}_h}{\underline{Z}_d \underline{Z}_i + \underline{Z}_i \underline{Z}_h + \underline{Z}_h \underline{Z}_d}; \qquad (A,9)$$

— curentul pe faza c la scurtcircuit monofazat pe faza c :

$$\underline{I}_c = 3 \frac{a \underline{E}_d}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i + \underline{Z}_h}. \qquad (A.10)$$

Relațiile (A.8), (A.9) și (A.10) se obțin folosind schemele echivalente din figurile 4 sau 5. Se consideră că rețeaua directă este activă, iar tensiunea electromotoare directă $\underline{E}_d$ este în serie cu impedanța echivalentă $\underline{Z}_d$. Curentul de scurtcircuit $\underline{I}'_b$ se exprimă în funcție de componentele I_d, I_i, I_h, care intervin în schema din figura 4 :

$$\underline{I}_d = \underline{E}_d \frac{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i + \underline{Z}_h};$$

$$\underline{I}_i = -\frac{\underline{Z}_h}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h} \underline{I}_d; \quad \underline{I}_h = -\frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h} \underline{I}_d \qquad (A.11)$$

La calculul curenților de scurtcircuit se neglijează capacitățile, astfel că toate impedanțele se exprimă cu relații de forma $\underline{Z} = j\omega L$. Se notează cu E amplitudinea tensiunii electromotoare $\underline{E}_d$ și se exprimă amplitudinile curenților de scurtcircuit :

$$I_a = \frac{E}{\omega L_d}; \quad I'_b = \sqrt{3} E \frac{\sqrt{(L_i + L'_h)(0{,}5 L_i + L'_h)}}{\omega (L_d L_i + L_i L'_h + L'_h L_d)};$$

$$I_b = \sqrt{3} \frac{E}{\omega (L_d + L_i)}; \quad I_c = 3 \frac{E}{\omega (L_d + L_i + L'_h)}. \qquad (A.12)$$

Este ușor de verificat că expresia lui I'_b se reduce la I_b dacă rețeaua homopolară este deschisă :

$$L_h + 3L_0 = L'_h = \infty.$$

Relațiile prezentate permit calculul aproximativ al componentelor periodice ale curenților de scurtcircuit în primele momente ale regimului tranzitoriu, care interesează la calculul tensiunilor de restabilire. În aceste relații se introduc valorile tranzitorii ale reactanțelor și tensiunilor electromotoare pe fază. Se admite că reactanțele tranzitorii din axele longitudinală și transversală sînt egale, astfel că generatorul este caracterizat printr-o singură reactanță tranzitorie directă, care este aproximativ egală cu reactanța inversă.

Curenții din (A.12) se introduc în (A.5) și (A.6) și se exprimă tensiunile de restabilire :

— pentru scurtcircuit fără punere la pămînt, în ipoteza $\nu_d \neq \nu_i$:

$$u_a = 3E \frac{L_i}{L_d + L_i} (1 - \sin \nu_1 t);$$

$$u_b = \sqrt{3} E \left(1 - \frac{L_d}{L_d + L_i} \sin \nu_d t - \frac{L_i}{L_d + L_i} \sin \nu_i t \right); \qquad (A.13)$$

— pentru scurtcircuit cu punere la pămînt, în ipoteza $\nu_d = \nu_i$:

$$u_a = 3E \frac{2C_d + C_h}{2C_d} \frac{L'_h}{L_d + 2L'_h} (1 - \sin \nu_1 t);$$

$$u_c = E \left(1 - \frac{2L_d}{2L_d + L'_h} \sin \nu_d t - \frac{L'_h}{2L_d + L'_h} \sin \nu_h t \right). \qquad (A.14)$$

Ținînd seamă că pulsațiile ν sînt relativ mari, se determină din (A.13) și (A.14) tensiunile maxime prin însumarea amplitudinilor oscilațiilor și a termenului constant.

Relațiile (A.13) și (A.14) permit să se examineze influența inductivităților L_d, L_i și L_h asupra tensiunilor de restabilire. În ipoteza că inductivitățile L_d și L_i rămîn diferite și în regimul tranzitoriu se constată că valoarea maximă a tensiunii u_a din (A.13) este influențată de raportul L_d/L_i, în timp ce valoarea maximă a tensiunii u_b din (A.13) rămîne $2\sqrt{3}E$, la fel ca în cazul $L_d = L_i$. Inductivitatea homopolară influențează, de asemenea, în special asupra tensiunii u_a din (A.14), în timp ce valoarea maximă a tensiunii u_c din (A.14) rămîne $2E$, la fel ca în cazul $L_d = L'_h$.

Bibliografie

[1] *Berge, Cl.* Théorie des graphes et ses applications, Paris Dunod, 1958.

[2] *Cauer, W.* Theorie der linearen Wechselstromschaltungen. Berlin, 1954.

[3] *Calabrese, G.O.* Symmetrical Components. New York, The Ronald Comp., 1959.

[4] *Kron, G.* Tensor Analysis of Networks. New York, J. Wiley and Sons, 1949.

[5] *Kimbark, E.W.* Power System Stability. New York, J. Wiley and Sons, 1948—1956.

[6] *Cernin, A.B.* Vîcislenie electriceskih velicin i povedenie releinoi zaşciti pri nepolnofaznîh regimah vî electriceskih sistemah. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[7] *Edelman, H.* Berechnung elektrischer Verbundnetze. Berlin, Springer, 1963.

[8] *Potolea, E.* Calculul regimului permanent al sistemelor electrice. București, Editura tehnică, 1967.

[9] *Mauduit, A.* Instalations électriques à haute et basse tension. Paris, Dunod, 1949.

Intrat în redacție la 27.IX.1967

Asupra metodelor de calcul magnetic al dinților de secțiune variabilă

Augustin Moraru * — București

CZ 621.313.1.042.3

1. Introducere

În compunerea tensiunii magnetice a unei mașini electrice, o contribuție deosebită — a doua în ordine, după întrefier — o are tensiunea magnetică a dinților. Din această cauză este importantă cunoașterea exactă a valorii tensiunii magnetice a dinților la o inducție dată în întrefier sau la un flux fascicular dat prin dinte.

Cerințele contradictorii de simplitate și de precizie au dat naștere unei mari varietăți de metode de calcul al tensiunii magnetice a dinților. Apariția mijloacelor moderne de calcul numeric, cu programe automate, a dus la luarea în considerare nu numai a metodelor de calcul mai simple, ci și a metodelor mai complicate însă mai exacte, păstrînd, desigur, cerința de simplitate maximă la precizia dată, fapt pentru care este necesară o reconsiderare, din acest punct de vedere, a diferitelor metode de calcul.

Calculul magnetic al unui dinte conține trei etape mai importante, în care se determină : a) inducția în dinte ; b) intensitatea cîmpului magnetic și c) tensiunea magnetică a dintelui. Calculele din etapele a și b sînt interdependente într-o anumită măsură, datorită descărcării dintelui prin căi paralele. Din această cauză se consideră împreună aceste etape.

2. Inducția și intensitatea cîmpului magnetic în dinte

Inducția B_y în dinte se determină ca raportul fluxului magnetic fascicular $\Phi(y)$ și aria secțiunii transversale $S(y)$ a dintelui la coordonata y (fig. 1) :

$$B_y = \frac{\Phi(y)}{S(y)}. \tag{1}$$

Fluxul prin dinte variază datorită dispersiei la capătul dintelui, fluxului transversal prin crestătură și descărcării prin căi paralele.

Pentru studiul dispersiei la capătul dinților se consideră acoperitor repartiția din cazul în care întrefierul este mare în raport cu deschizătura crestăturii **, $\delta/s \to \infty$. Legea de variație a fluxului de dispersie se deduce transformînd conform domeniul (z) din vecinătatea deschizăturii crestăturii (fig. 2) în semiplanul superior (w). Cu ajutorul teoremei Schwartz-Christoffel se obține :

$$\frac{dz}{dw} = \frac{s}{\pi} \frac{\sqrt{w^2 - 1}}{w}, \tag{2}$$

de unde se deduce pentru punctele de pe pereții crestăturii :

$$y = \frac{s}{\pi}\left(\sqrt{1 - u^2} - \ln \frac{\sqrt{1+u} + \sqrt{1-u}}{\sqrt{1+u} - \sqrt{1-u}}\right), \tag{3}$$

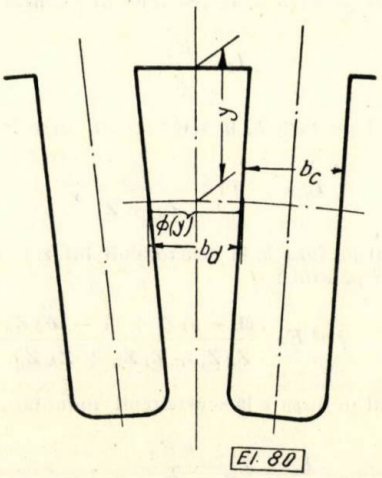


Fig. 1. Notații la calculul magnetic al dinților.

unde u este fluxul relativ :

$$u = \frac{\Phi_s(y)}{\Phi_s(0)} = \frac{\pi}{2 s B_0} \Phi_s(y). \tag{4}$$

B_0 este valoarea inducției în întrefier în zona neperturbată de prezența deschizăturii crestă-

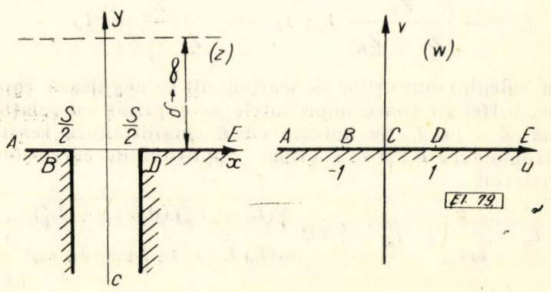


Fig. 2. Transformare conformă pentru calculul dispersiei la capătul dintelui.

turii (de exemplu, în axa dintelui). Fluxul în dinte este deci :

$$\Phi_d = \left(1 - \frac{2s}{\pi t} k_c u(y)\right) t l_i B_\delta, \tag{5}$$

* Dr. ing. *A. Moraru* este șef de sector la Institutul de energetică al Academiei Republicii Socialiste România.

** În [11] se arată că repartiția fluxului de dispersie depinde foarte puțin de raportul s/δ.

t fiind pasul de crestare; l_i — lungimea ideală (de calcul); k_c — coeficientul lui Carter, iar B_δ — inducţia de calcul în întrefier.

În figura 3 s-a reprezentat variaţia fluxului relativ u cu coordonata relativă y/s.

Influenţa fluxului de dispersie la capătul dintelui este importantă, în special la dinţii statorici ai turbogeneratoarelor sincrone.

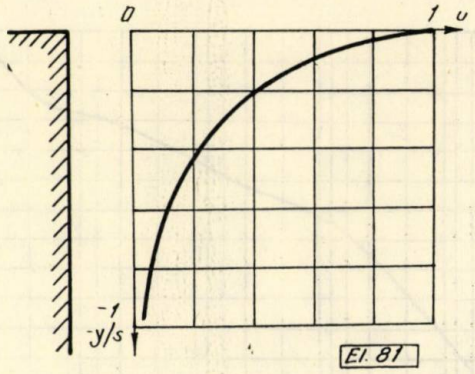


Fig. 3. Variaţia fluxului de dispersie la capătul dintelui.

Fluxul transversal prin crestătură poate produce o solicitare suplimentară a dinţilor prin componente transversale şi longitudinale (în raport cu axa dintelui) ale cîmpului. Solicitarea suplimentară datorită componentei transversale are, de obicei, un efect neglijabil. Solicitarea suplimentară datorită componentei longitudinale apare în zonele cu variaţie importantă a saturaţiei de la dinte la dinte (efect de descărcare a dinţilor mai solicitaţi) sau în regiunile în care variază solenaţia totală a crestăturii de la o crestătură la alta (la separarea zonelor de înfăşurare în maşinile de curent alternativ sau în zona de comutaţie la maşinile de curent continuu). Considerarea acestor efecte — care au totuşi un caracter local şi o acţiune limitată — necesită un studiu special, care nu face obiectul acestui articol.

Descărcarea dintelui prin căi paralele se consideră în modul cunoscute [1] — [9], prin corectarea inducţiei în fier:

$$B_y = B'_y - \mu_0 a_y H_y, \tag{6}$$

B'_y fiind inducţia aparentă calculată ca şi cum tot fluxul ar trece prin dinte (fier); H_y — intensitatea cîmpului magnetic în dinte, iar a_y — raportul dintre secţiunea căilor prin aer şi cea a căilor prin fier:

$$a_y = \left[\left(\frac{b_c}{b_d} + 1\right)\frac{1}{k_{Fe}} - 1\right]_{(y)}. \tag{7}$$

În (6) şi (7) toate mărimile se consideră la coordonate y.

Cu ajutorul curbei de magnetizare H (B) a materialului dinţilor, în orice secţiune se poate determina intensitatea cîmpului magnetic H, efectuînd cunoscuta construcţie grafică [1] sau folosind familii de curbe $H(B,a)$ [1], [3], ş.a.

3. Tensiunea magnetică a dintelui

Datorită variaţiei fluxului şi ariei secţiunii dintelui, inducţia şi deci intensitatea cîmpului magnetic variază de-a lungul dintelui. Tensiunea magnetică a dintelui se determină deci din integrala:

$$F = \int_0^h H_y\, dy. \tag{8}$$

În practică, această integrală se evaluează în diferite moduri, principalele fiind următoarele.

Metoda I. Se consideră [2], [8] că la o treime din înălţimea dintelui de la capătul mai îngust, intensitatea cîmpului magnetic este egală cu valoarea medie:

$$H_{med} = \frac{1}{h}\int_0^h H_y\, dy \approx H_{1/3}. \tag{9}$$

Metoda II. Se consideră [3], [8] că pentru dinţii rotorului (la turbogeneratoare sincrone) intensitatea medie a cîmpului este dată de media aritmetică a intensităţilor din secţiunile aflate la 0,2 şi 0,7 din înălţimea dintelui, considerînd originea tot în secţiunea minimă:

$$H_{med} = \frac{1}{2}[H_{0,2} + H_{0,7}]. \tag{10}$$

Metoda III. Valoarea medie se calculează cu formula de cvadratură a lui Simpson [1], [3], [4], din valorile corespunzătoare bazei, mijlocului şi vîrfului dintelui:

$$H_{med} = \frac{1}{6}[H_0 + 4H_{0,5} + H_1]. \tag{11}$$

Metoda IV. Se aplică formula de cvadratură a lui Simpson de mai multe ori, pe fiecare porţiune în formă de pană a dintelui [5].

Metoda V. Se aproximează curba de magnetizare printr-o funcţiune analitică şi se calculează integrala (8) direct [6]; corecţia datorită căilor paralele se face aproximativ.

Metoda VI. Se construiesc nomograme sau grafice derivînd din curba de magnetizare a materialului, care se folosesc la determinarea valorii H_{med} [9].

Metoda VII. Se măreşte mult numărul de secţiuni în care se calculează intensitatea cîmpului magnetic şi integrala (8) se evaluează printr-o sumă [5], [7]:

$$F = \sum_{i=0}^{n} H_i\, \Delta l_i. \tag{12}$$

Se pot aplica diferite metode de cvadratură.

Această ultimă metodă dă cele mai bune rezultate însă necesită un volum mare de calcule, acceptabil numai în cazul folosirii calculatoarelor electronice numerice.

4. Comparația metodelor de calcul

În diferite lucrări [5], [9], [10] au fost scoase în evidență limitările metodelor de bază I—IV, folosite în practica de proiectare. Ele dau erori mari, variabile (chiar și ca sens) cu forma dintelui și cu saturația. Metoda V include o inexactitate organică, aproximarea destul de grosolană a curbei de magnetizare și necesită calcule greoaie, iar tehnica nomogramelor (metoda VI) — după părerea autorului și a altora [7] — este depășită în prezent. Chiar și fără această apreciere, metoda VI nu prezintă încredere, avînd la bază ipoteze a căror admisibilitate este contestabilă (echivalarea diferitelor forme de dinți prin considerații pur geometrice, fără a ține seamă de saturație, modul de considerare a descărcării prin căi paralele etc.).

Pentru compararea metodelor enumerate se consideră următorul caz tipic simplificat :

— se neglijează fluxul de dispersie la capătul dinților ;

— se consideră grosimea dintelui variind liniar în raportul 1 : α (cu $\alpha \geqslant 1$) :

$$b_d = b_0\left[1 + (\alpha - 1)\frac{y}{h}\right]; \qquad (13)$$

Legea de variație a inducției aparente și a factorului de descărcare este :

$$B'_y = \frac{B_0}{1 + (\alpha - 1)\frac{y}{h}} \quad \text{și} \quad a_y = \frac{1}{2}\,\frac{1 + \alpha}{1 + (\alpha - 1)\frac{y}{h}}. \qquad (15,a,b)$$

B_0 fiind inducția aparentă în secțiunea minimă ($y = 0$).

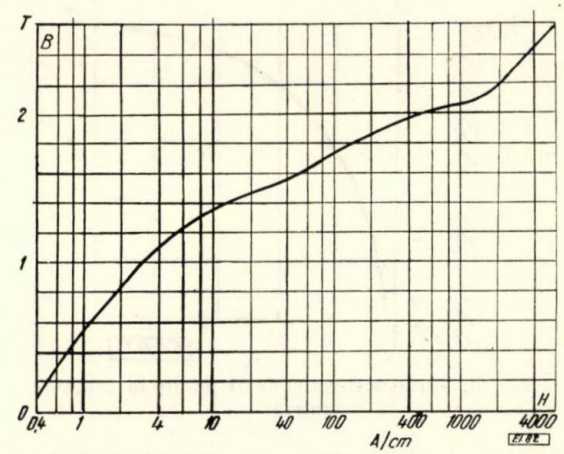


Fig. 4. Curba de magnetizare folosită în calcule.

Considerînd curba de magnetizare a tolelor E 41, reprezentată în figura 4, s-au calculat pentru $\alpha = 1{,}5$; 2 ; 2,5 și pentru inducții aparente $B_0 = 1 \ldots 3{,}25$ T valorile intensității medii a cîmpului H_{med} date de diferitele metode, precum și valorile „exacte" H_e ale acestora.

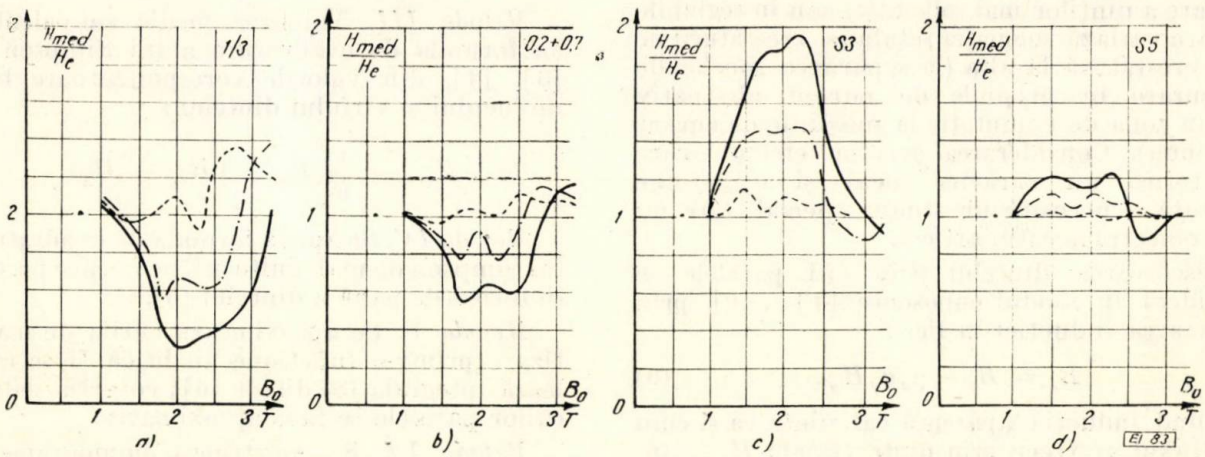


Fig. 5. Tensiunea magnetică a dintelui calculată cu metodele clasice, raportată la valorile exacte :
– – – – $\alpha = 1{,}5$; —·—·—·— $\alpha = 2{,}0$; ———— $\alpha = 2{,}5$; a – cu $H_{1/3}$; b – cu $\frac{1}{2}c - (H_{0,2} + H_{0,7})$; c – cu formula lui Simpson în trei puncte ; d – cu formula lui Simpson în cinci puncte.

— se consideră lărgimea crestăturii constantă și egală cu grosimea dintelui la mijlocul înălțimii :

$$b_c = \frac{1 + \alpha}{2}\, b_0 ; \qquad (14)$$

— factorul de umplere cu fier $k_{Fe} \approx 1$.

Pentru comparație mai ușoară, în tabela 1 s-au trecut direct abaterile relative ale diferitelor metode :

$$\varepsilon = \frac{H_{med} - H_e}{H_e} 100, \qquad (16)$$

iar în figurile 5, a, b, c, d, mărimile relative H_{med}/H_e.

Tabela 1

Abaterea relativă în % a valorilor tensiunii magnetice calculate cu diferite metode

B_0, T	H_e, A/cm	Intensitatea medie calculată aproximativ							
		metoda I	metoda II	metoda III	metoda IV	metoda propusă			
		1/3	0,2 + 0,7	S3	S5	G2	G3	G4	G5
				$\alpha = 1{,}5$					
1,00	1,96	8,7	2,1	− 0,2	− 0,5	− 0,7	− 0,8	− 0,5	− 0,8
1,50	7,52	− 3,3	− 4,1	+15,0	1,9	− 9,7	− 1,9	− 1,0	− 1,7
1,75	26,46	+ 3,1	3,2	2,8	− 0,1	− 2,5	− 0,9	0,5	− 0,2
2,00	82,5	10,4	2,2	10,1	1,6	− 5,8	− 0,9	− 0,8	− 0,7
2,25	262	− 8,5	0,6	7,2	− 2,7	− 7,9	3,2	− 0,1	− 1,6
2,50	639	25,4	12,1	7,3	0,8	5,6	− 2,1	1,5	− 1,7
2,75	1 203	35,2	7,4	0,8	− 0,7	− 1,0	0,5	− 0,5	− 1,6
3,00	1 918	27,9	8,2	0,6	0,2	− 0,2	− 0,2	− 0,7	− 0,9
3,25	2 713	20,8	6,3	0,0	0,1	0,0	0,0	0,0	− 0,7
				$\alpha = 2{,}0$					
1,00	1,50	10,0	3,3	1,8	0,0	− 1,1	− 0,5	0,6	0,0
1,50	4,82	−11,6	−10,4	40,5	11,5	−15,0	− 7,0	− 1,7	− 0,7
1,75	14,53	−45,2	−22,6	45,5	3,5	−31,3	0,6	1,6	− 0,1
2,00	41,27	−34,0	− 8,2	44,6	12,2	−14,6	3,0	3,1	3,3
2,25	127	−37,3	−23,3	47,1	6,8	−30,0	− 9,2	2,6	3,0
2,50	304	−38,0	− 7,1	15,1	7,3	−17,6	5,1	0,5	− 2,0
2,75	573	−11,9	14,7	− 5,9	0,8	7,3	− 1,5	− 2,1	0,0
3,00	939	26,8	13,6	−13,1	0,6	7,6	− 7,0	1,3	− 1,4
3,25	1 366	38,2	8,7	− 3,0	0,4	3,0	− 2,1	0,4	0,4
				$\alpha = 2{,}5$					
1,00	1,25	6,1	2,2	4,0	0,6	− 1,8	0,0	0,0	0,0
1,50	3,68	−18,5	−15,5	65,2	21,2	−20,7	−13,0	− 5,6	− 2,0
1,75	10,49	−53,8	−45,2	85,8	16,6	−49,7	−13,1	− 0,7	− 1,2
2,00	28,7	−69,0	−35,9	87,8	14,2	−42,1	− 6,3	− 2,4	− 0,8
2,25	80,6	−66,2	−37,3	95,4	22,8	−43,8	−18,3	− 4,0	2,6
2,50	188	−61,7	−38,6	51,0	0,4	−44,5	0,9	8,2	1,2
2,75	354	−56,4	−11,3	14,6	−10,0	−22,8	10,2	0,0	− 3,2
3,00	572	−39,8	12,5	0,9	− 1,5	3,7	5,5	−4,8	2,3
3,25	842	1,4	16,8	−10,5	2,2	9,9	− 1,3	0,7	1,1

Se observă că primele trei metode — folosite aproape în exclusivitate în practica de proiectare — dau abateri acceptabile numai la dinţi cu raport mic de variaţie al secţiunii ($\alpha < 1{,}5$). La rapoarte α mai mari (pînă la 2,5), erorile de metodă devin foarte mari, mergînd pînă la −70% pentru metoda I (fig. 5, *a*, notată simbolic cu „1/3'') şi pînă la +96% pentru metoda III (fig. 5, *c*, notată cu „S3'' = Simpson cu trei puncte). Prin aplicarea formulei de cvadratură a lui Simpson la cinci puncte de calcul echidistante (fig. 5, *d*, notată „S5'') se obţin erori sub 24%, iar la 41 puncte, erorile scad sub 0,25%, pentru toată gama de inducţii şi de rapoarte luate în considerare *. Volumul calculelor necesare este însă prohibitiv.

Se observă şi faptul că la metoda I, semnul abaterii este variabil cu inducţia şi cu α, pe cînd la metodele II—IV această variaţie este mult redusă. Se observă totodată că metoda II este „optimistă'' (calculează valori prea mici la α mari), pe cînd metodele bazate pe folosirea formulei lui Simpson (III şi IV) sînt „pesimiste''.

5. Metoda propusă

Diferitele metode de calcul al tensiunii magnetice a dintelui — respectiv a evaluării integralei (8) — diferă prin formulele de cvadratură folosite. Metodele I şi II se pot considera empirice, ele fiind stabilite pe cale de observaţie, pentru valori nu prea ridicate ale raportului de variaţie al secţiunii dinţilor şi perfecţionarea lor nu este posibilă. Metodele III şi IV au la bază cunoscuta formulă de cvadratură a lui Simpson, care dă rezultate bune la funcţiuni cu variaţie „lină'' (adică prima lor derivată variază puţin) în intervalul de aplicare; curba de magnetizare a materialelor feromagnetice avînd însă o pantă cu variaţie foarte importantă în regiunea cotului de saturaţie, formula de cvadratură a lui Simpson nu poate da rezultate bune decît la aplicare pe domenii restrînse, ceea ce măreşte

* Valorile calculate cu 41 puncte s-au considerat „exacte''.

mult numărul de puncte de calcul necesar acoperirii întregii lungimi a dintelui, în special la rapoarte mari de variaţie a grosimii dintelui.

Prin folosirea unei formule de cvadratură mai evoluate se poate obţine însă, la un număr dat de puncte de calcul, o precizie mult superioară celei obţinute cu formula lui Simpson. Cea mai indicată este folosirea formulei de cvadratură a lui Gauss [12]. Aceasta calculează o integrală de forma (8) cu ajutorul valorii ordonatelor corespunzătoare la n abscise relative prescrise $u_{n,i}$, neechidistante, ponderate cu coeficienţi daţi $A_{n,i}$, (tabela 2):

$$F = \int_0^h H(y)\,dy = h \sum_{i=1}^{n} A_{n,i} H(u_{n,i} h) + R_n(h), \tag{17}$$

în care restul este, cu $0 \leqslant \xi \leqslant 1$:

$$R_n(h) = \frac{h^{2n+1}}{(2n+1)!} \left[\frac{(n!)^2}{(2n)!}\right]^2 H^{(2n)}(\xi h). \tag{18}$$

Aplicînd formula de cvadratură a lui Gauss, fără rest la calcul magnetic al dinţilor, s-au obţinut mărimile relative H_{med}/H_e reprezentate în figura 6, *a*, *b*, *c*, *d* pentru două, trei, patru şi cinci puncte de calcul şi abaterile relative din ultimele patru coloane ale tabelei 1. Pentru $n = 2$ (fig. 6, *a*, notată *G*2), abaterile sînt comparabile cu cele ale metodei II (a fabricii Elektrosila), iar la $n = 3$ (fig. 6, *b*, notată *G*3), abaterile devin mai mici decît ale metodelor „clasice" (metodele I—IV), pentru ca la patru şi, în special, la cinci puncte de calcul abaterile să devină neglijabile pentru toate valorile inducţiei aparente maxime şi ale raportului de variaţie al secţiunii dintelui.

Folosirea formulei de cvadratură a lui Gauss permite deci reducerea importantă a timpului de calcul la precizie dată sau mărirea preciziei la timp de calcul dat.

Comparaţia făcută între diferitele metode de calcul se poate extinde şi la cazul dinţilor de

Tabelul 2

Coeficienţi pentru formula de cvadratură a lui Gauss

n =	2		3		4		5	
i =	$u_{2,i}$	$A_{2,i}$	$u_{3,i}$	$A_{3,i}$	$u_{4,i}$	$A_{4,i}$	$u_{5,i}$	$A_{5,i}$
1	0,21132	0,5000	0,11270	0,27778	0,06943	0,17393	0,04691	0,11846
2	0,78868	0,5000	0,50000	0,44444	0,33001	0,32607	0,23077	0,23931
3			0,88730	0,27778	0,66999	0,32607	0,50000	0,28444
4					0,93057	0,17393	0,76923	0,23931
5							0,95309	0,11846

Neglijarea restului formulei de cvadratură a lui Gauss corespunde aproximării curbei funcţiunii $f(y)$ printr-un polinom de gradul $2n + 1$, pe cînd formula lui Simpson fără rest aproximează aceeaşi funcţiune numai printr-un polinom de grad n. Rezultă deci avantajul incontestabil al folosirii formulei lui Gauss.

formă oarecare (nu neapărat în formă de pană), în toate cazurile folosirea formulei de cvadratură a lui Gauss fiind deosebit dezavantajoasă.

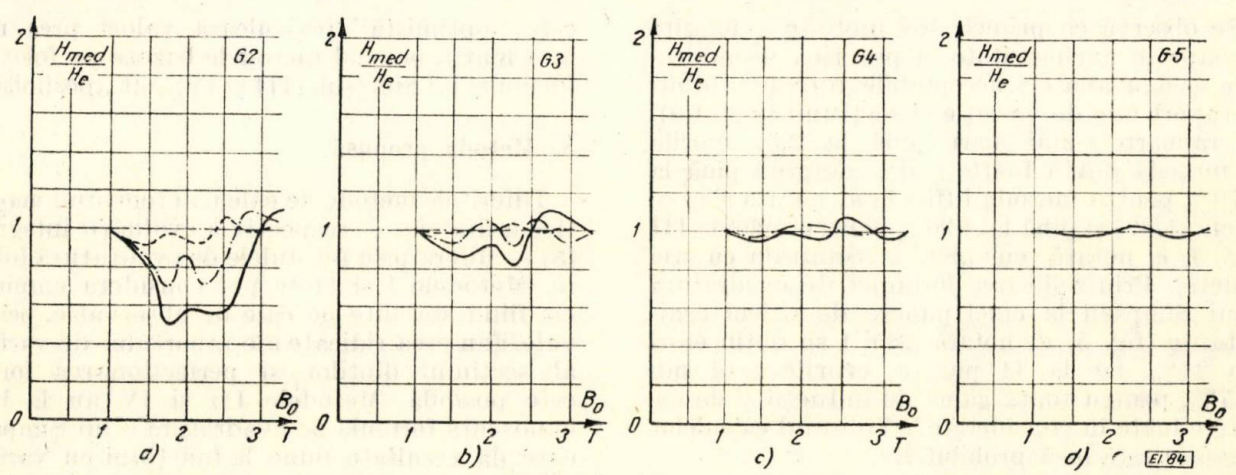


Fig. 6. Tensiunea magnetică a dinteluj calculată cu formula de cvadratură a lui Gauss, raportată la valorile exacte: – – – – $\alpha = 1{,}5$; —·—·— $\alpha = 2{,}0$; ——— $\alpha = 2{,}5$; *a* – cu $n = 2$; *b* – $n = 3$; *c* – $n = 4$; *d* – $n = 5$.

Pentru economie maximă de timp de calcul, numărul n de secţiuni de calcul (ordinul formulei de cvadratură Gauss) se va alege diferenţiat după forma dintelui. Ca orientare se pot da

ırmătoarele indicaţii pentru alegerea numărului n la o precizie de 2—3%, suficientă în majoritatea calculelor magnetice :

— pentru dinte în formă de pană :

$$n \approx 2\ \alpha$$

(cu rotunjire la întregul superior);

— pentru crestătură circulară :

$$n \approx 4;$$

— pentru porţiuni racordate prin sfert de cerc :

$$n \approx 2.$$

Conform acestor indicaţii, la maşinile bipolare va rezulta $n = 3$ sau 4 pentru dinţii statorici şi $n = 4$ sau 5 pentru cei rotorici, iar la maşinile cu mai mulţi poli $n = 3$ în stator şi $n = 3$ sau 4 în rotor, cu excepţia rotoarelor cu bare înalte sau cu colivie dublă, la care $n = 4$ sau 5. Pentru porţiunile racordate se calculează separat cu $n = 2$.

6. Concluzii

La calculul magnetic al dinţilor puternic solicitaţi poate avea importanţă considerarea descărcării vîrfului dintelui prin fluxul de dispersie. Această influenţă trebuie considerată la dinţii statorici al turbogeneratoarelor sincrone.

Metodele „clasice" de calcul al tensiunii magnetice a dinţilor dau rezultate suficient de exacte numai la solicitări magnetice moderate şi la un raport mic de variaţie a grosimii dintelui. Reducerea substanţială a erorilor fără mărirea volumului de calcule este posibilă prin folosirea formulei de cvadratură a lui Gauss (17), fără rest.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. **I, II.** Bucureşti, Editura tehnică, 1957—1959.

[2] *Liwschitz, M.* Elektrische Maschinen, vol. **III.** Leipzig, I.B. Teuber, 1934.

[3] *Postnikov, I.M.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Editura energetică de stat, 1954.

[4] *Kostenko, M.P.* şi *Piotrovski, L.M.* Elektriceskie maşini, vol. **I—II.** Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1957—1958.

[5] *Maier, F.* Beitrag zur Berechnung des magnetischen Kreises von Aussenpolmaschinen mit ausgeprägten Polen. In : E. und M. **80**, nr. 24, 1963, p. 560—570.

[6] *Weh, H.* Analytische Behandlung des magnetischen Kreises von Asynchronmaschinen. În : Arch. für Electrot. **46**, nr. 1, 1961, p. 27—40.

[7] *Binns, K.J.* Predetermination of no-load magnetisation characteristics of large turbogenerators. În : Proceedings IEE **112**, nr. 4, 1965, p. 720—730.

[8] *Hutoreţki, G.M.* Proiektirovanie i rascet sovremennih dvuhpoliusnih turbogeneratorov. Leningradskii Politehniceskii Institut, 1962.

[9] *Benedikt, O.* Eine graphische Methode der Berechnung hochgesättigter ferromagnetischer Körper der verschiedensten Formen. În : Arch. für Elektrot. **49**, nr. 5, 1965, p. 299—314.

[10] *Oberrell, K.* Die genauere Berechnung des Magnetisierungsstromes von dreiphasigen Asynchronmaschinen. În : Bull. Oerlikon, nr. 335, 1959, p. 66—84.

[11] *Heller, B., Stafl, M., Franzl, M.* şi *Kubrycht, I.* Der Einfluss der Rotornutungsöffnung auf die zusätzlichen Leerlaufverluste in Käfigankermotoren. În : Acta Technika CSAV, nr. 6, 1966, p. 643—656.

[12] *Kuntz, K.S.* Numerical Analysis. New York-Toronto-Londra, M. Graw-Hill, 1957.

Intrat în redacţie la 2.XII.1967

Cuplajul asincron ca element în sistemele de reglare automată

Lucian Bompa * — Braşov

CZ 621-825-53 : 621.313.33

1. Generalităţi

Cuplajele asincrone sînt constituite din două părţi principale :

— inductorul, care, prin amperspirele de excitaţie, creează inducţia magnetică de excitaţie ;

— indusul, în care, pe baza rotirii relative între inductor şi indus, iau naştere în acesta din urmă curenţi turbionari care interacţionează cu inducţia magnetică producînd cuplul mecanic.

Dintre tipurile constructive ne vom referi la cuplajul de tip carapace sau cu dinţi intercalaţi (fig. 1), la care inducţia din întrefier este

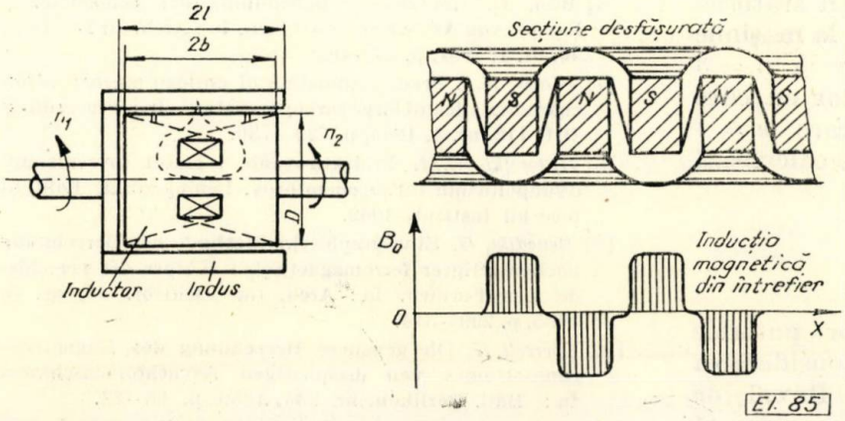


Fig. 1. Cuplaj cu dinţi intercalaţi.

eteropolară, datorită intercalării dinţilor cu polaritate diferită.

Acest tip de cuplaj este indicat la puteri mici şi mijlocii (1—10 kW), domeniu frecvent întîlnit în acţionările electrice.

Dintre aplicaţiile acestor maşini amintim :

— Reglarea vitezei arborelui antrenat, reglînd curentul de excitaţie. În acest sens se înlocuieşte cutia de viteze de la maşinile-unelte, care este voluminoasă şi costisitoare, printr-un cuplaj asincron, ce practic nu prezintă uzură (neavînd suprafeţe în contact) şi care permite reglarea continuă a vitezei uneltei. S-au făcut comparaţii economice cu alte tipuri de acţionare şi a rezultat economicitatea aplicării acestor cuplaje faţă de grupurile Ward-Leonard şi chiar un randament superior pînă la o anumită gamă de reglare a vitezei.

— Protejarea instalaţiei contra unor solicitări mecanice excesive. Această aplicaţie rezultă din caracteristicile mecanice ale cuplajului, şi anume la apariţia unui cuplu important la axul de ieşire acesta se transmite la axul primar după un anumit timp în care fie că a crescut alunecarea, fie că intervine regulatorul şi creşte în mod corespunzător curentul de excitaţie. Tocmai această preluare în timp a sarcinii apărute face ca şocurile transmise maşinii primare să fie mult diminuate.

— Obţinerea de caracteristici speciale, cum ar fi cele necesare în instalaţiile de forţă la vapoare, excavatoare etc., unde motorul primar este motorul Diesel. În acest caz, motorul primar funcţionează într-un regim economic la o anumită turaţie, iar turaţia necesară pentru acţionarea instalaţiei se fixează prin curentul de excitaţie al cuplajului.

Avantajele principale ale instalaţiilor cu cuplaje asincrone sînt :

— simplitatea execuţiei ;

— posibilitatea reglării continue a turaţiei n_2 ;

— deoarece între inductor şi indus nu apare contact mecanic, uzura este, practic, neglijabilă ;

— obţinerea unor caracteristici dorite prin reglarea curentului de excitaţie ;

— siguranţa în funcţionare.

Dintre dezavantaje menţionăm randamentul scăzut la viteze scăzute la ieşire. Într-adevăr, în baza principiului acţiunii şi reacţiunii, cuplul dintre indus şi inductor este acelaşi, iar turaţia axului primar este, practic, constantă, dat fiind caracteristica rigidă a motorului asincron (motor primar). Notînd cu :

P_1 — puterea la axul de intrare a cuplajului ;

P_2 — puterea la axul de ieşire a cuplajului şi cu M — cuplul mecanic, se obţine :

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{M \cdot n_2}{M \cdot n_1} = \frac{n_2}{n_1}. \qquad (1)$$

Pentru îmbunătăţirea randamentului într-o gamă mai largă a vitezei de ieşire se prevede ca motor primar un motor asincron cu două turaţii. În acest caz se poate regla turaţia în raportul 1 : 4, cu un randament de peste 50 %.

2. Ridicarea experimentală a caracteristicilor mecanice

În vederea încadrării cuplajului asincron ca element de execuţie în schemele de reglaj automat trebuie, în prealabil, să determinăm funcţia de transfer. Pentru aceasta vom utiliza metoda ce se bazează pe curbele caracteristice statice ale elementului şi, pe baza acestora, vom urmări

*) Ing. *L. Bompa* este şef de lucrări la Catedra de electrotehnică din Institutul politehnic — Braşov.

influența parametrilor mașinii, ca și a regimului de funcționare, asupra coeficienților din funcția de transfer.

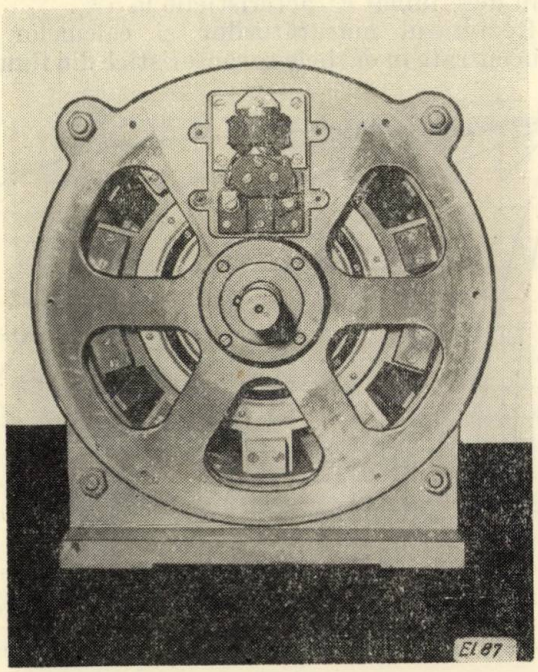


Fig. 2. Cuplaj asincron. Vedere dinspre axul de ieșire.

La o mașină dată se pornește de la curbele sale caracteristice. Pentru fixarea ideilor pre-

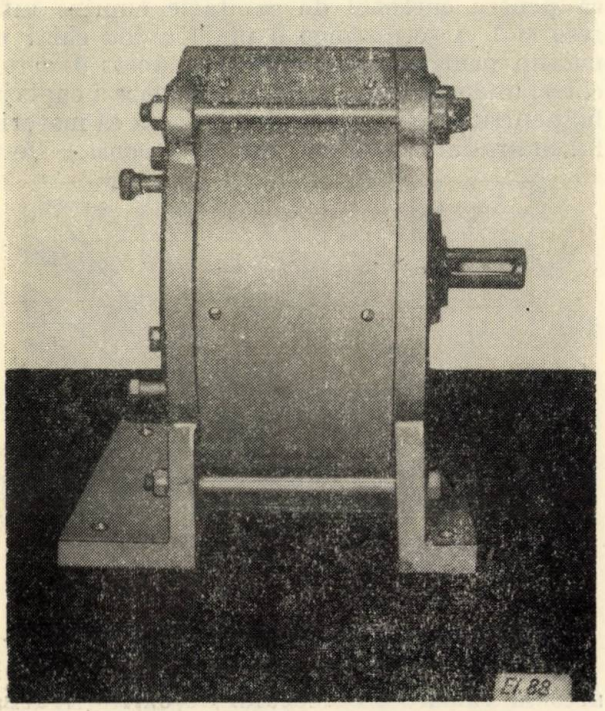


Fig. 3. Cuplaj asincron. Vedere laterală.

zentăm mai jos rezultatele analizei făcute asupra cuplajului din laboratorul de electrotehnică de la Institutul politehnic Brașov.

Cuplajul este arătat în figurile 2, 3 și 4, iar datele principale sînt următoarele :

$D = 0{,}28$ m — diametrul interior al indusului ;
$2\,b = 9 \cdot 10^{-2}$ m — lățimea inductorului (fig. 1) ;
$\delta = 6 \cdot 10^{-4}$ m — întrefierul ;
$p = 10$ — numărul perechilor de poli ;
$w = 600$ — numărul spirelor de excitație ;
$I_{ex} \leqslant 3$ A — curentul de excitație ;
$R_{ex} = 10\ \Omega$ — rezistența circuitului de excitație.

Cuplajul este antrenat de un motor asincron cu datele : $P_n = 4$ kW ; $I_n = 8{,}55$ A ; $\cos \varphi = 0{,}84$; $n_{1n} = 1\,430$ rot/min. Rezistența pe o fază $R_1 = 1{,}1\ \Omega$.

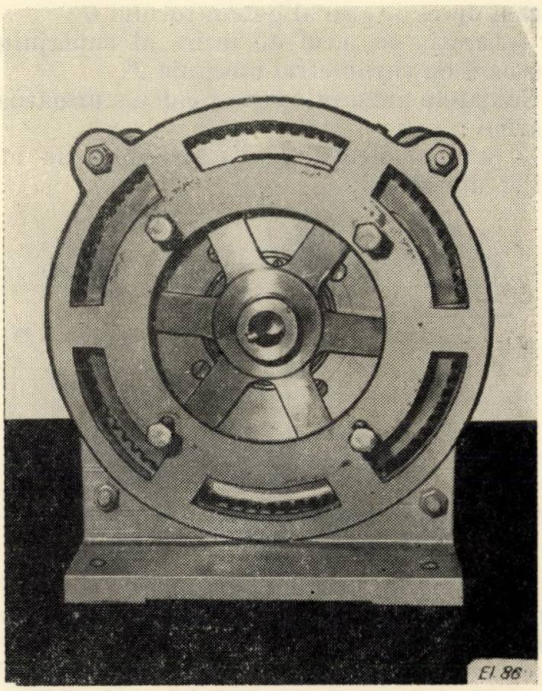


Fig. 4. Cuplaj asincron. Vedere dinspre axul de antrenare.

Pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor se folosește montajul din figura 5.

În acest montaj, modificarea cuplului pe axul de ieșire se face prin rezistența R_2 din circuitul generatorului de c.c., G. Prin rezistența variabilă R'_{ex} se menține constant curentul de excitație al cuplajului. Se fac apoi măsurătorile la diferite valori pentru curentul de excitație.

Pentru trasarea curbelor $M = f(n_2)$ este necesar să fie măsurate următoarele valori :

— puterea electrică absorbită de motorul asincron care, fiind încărcat simetric, se va măsura cu wattmetrul W ;

— curentul din circuitul motorului se va măsura cu ampermetrul A_1 ;

— tensiunea rețelei se măsoară cu voltmetrul V_1 ;

— curentul de excitaţie se măsoară cu ampermetrul A_2. Se indică a se alege un instrument de clasă superioară întrucît erorile acestei mărimi se transmit la toate celelalte mărimi ale caracteristicii;

— tensiunea de la bornele excitaţiei se măsoară cu voltmetrul V_2;

— curentul din indusul generatorului de c.c. se măsoară cu ampermetrul A_3;

— tensiunea la bornele sarcinii generatorului se măsoară cu voltmetrul V_3;

— curentul şi tensiunea din circuitul de excitaţie al generatorului se măsoară cu ampermetrul A_4, respectiv voltmetrul V_4;

— cu rezistenţa R'_{ex}, curentul de excitaţie se menţine la o valoare constantă (0,25; 0,50; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2 A);

— cu rezistenţa R_3 se menţine constant curentul de excitaţie al generatorului G;

— turaţia la axul de ieşire al cuplajului se măsoară cu turometrul mecanic T.

Cu datele măsurate se vor calcula următoarele mărimi:

— puterea electrică (P'_1) absorbită de motorul M din reţea;

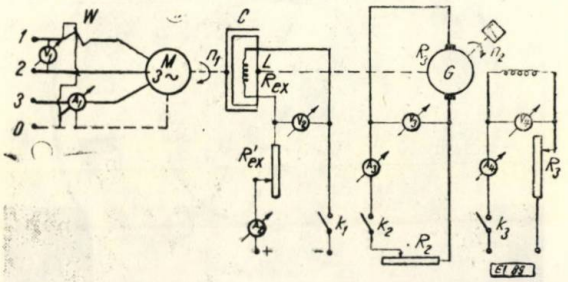


Fig. 5. Schema electrică pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor mecanice ale cuplajului C.

— pierderile electrice, magnetice şi mecanice din motorul asincron. Suma acestor pierderi se calculează simplu dacă dispunem de caracteristicile motorului funcţie de sarcină. Astfel, dacă avem randamentul motorului funcţie de sarcină $\eta_1 = f_1(P_1)$, puterea la arborele de intrare a cuplajului (P_1) este:

$$P_1 = \eta_1 \cdot P'_1. \qquad (2)$$

Cuplul transmis de motorul M este:

$$M = \frac{975}{n_1} \cdot P_1 = 0{,}67\frac{P_1}{n_1}, \text{ kgf·m, iar } P_1, \text{ kW}. \qquad (3)$$

Pentru simplificare s-a luat $n_1 = 1\,450$ rot/min, turaţia motorului fiind, practic, constantă ($n_1 = 1\,430 - 1\,480$ rot/min).

Puterea la axul de ieşire a cuplajului se determină remarcînd că, în baza principiului acţiunii şi reacţiunii, cuplul la axul de intrare a cuplajului este acelaşi cu cel de la axul de ieşire. Avem deci:

$$P_2 = \frac{Mn_2}{975}, \text{ kW}, \qquad (4)$$

în care n_2, rot/min, este măsurat cu turometrul T.

Avînd în vedere erorile introduse de instrumentele de măsură, ca şi erorile la măsurare şi calcul, se apreciază eroarea totală cu care s-au determinat caracteristicile la 5%.

Rezultatul măsurătorilor şi calculelor sînt concentrate în curbele caracteristice din figura 6.

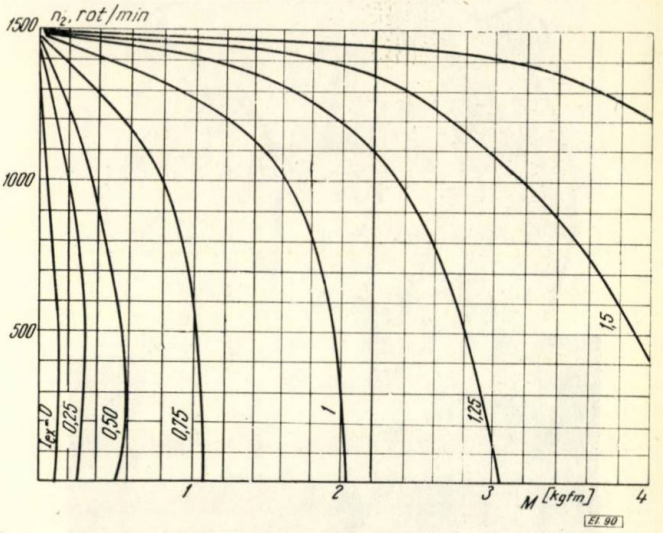


Fig. 6. Caracteristicile $M = f(n_2)$ la $I_{ex} = \text{const.}$

În aceste caracteristici sînt exprimate valorile cuplului funcţie de turaţia de ieşire la diferiţi curenţi de excitaţie.

Urmărind aceste caracteristici, se constată că pentru curentul de excitaţie cuprins între zero şi 1 A se distinge o plajă avînd chiar un maxim pentru cuplul mecanic. Acest domeniu corespunde unui regim de funcţionare a cuplajului pentru care se poate face ipoteza că materialul indusului este nesaturat ($\mu = \text{const.}$). Peste

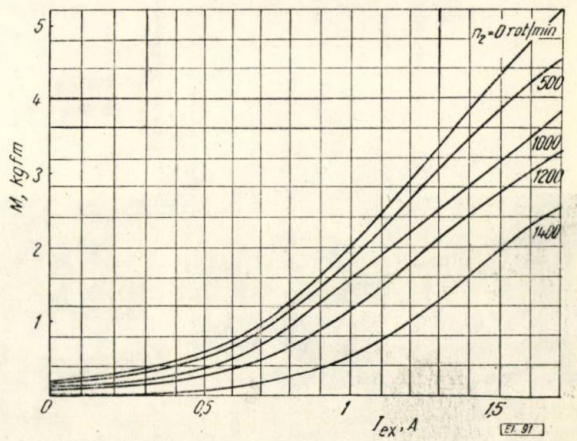


Fig. 7. Caracteristicile $M = f(I_{ex})$ la diferite turaţii n_2.

această valoare a curentului de excitaţie, fenomenul de saturaţie se manifestă pronunţat.

În figura 7 sînt date caracteristicile $M = f(I_{ex})$ la diferite turaţii.

În figura 8 sînt trasate curbele pierderilor din indus funcţie de turaţia n_2, $\Delta P = f(n_2)$.

În aceeaşi figură este prezentat şi randamentul care are o variaţie liniară cu turaţia.

Din considerente de încălzire, se poate fixa limita de încărcare termică a maşinii. Astfel,

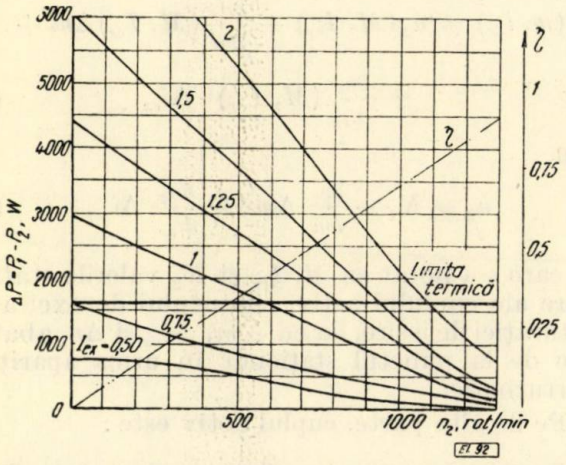


Fig. 8. Pierderile din indus şi randamentul cuplajului funcţie de turaţia n_2 la diferiţi curenţi de excitaţie.

pierderile principale se produc în indusul maşinii prin efectul Joule-Lenz al curenţilor turbionari. Aceste pierderi trebuie evacuate prin curentul de aer creat tocmai de indusul în rotaţie. Astfel, pe suprafaţa exterioară a indusului s-au prevăzut nervuri care formează un adevărat ventilator. La suprafaţa dată a indusului şi viteza de rotaţie dată ($v = 22$ m/s), se apreciază [1] puterea specifică ce poate fi evacuată. Se ajunge la o putere limită ce poate fi evacuată de maşină fără să se depăşească limitele admise de temperatură, ΔP_{lt}=1 650 W.

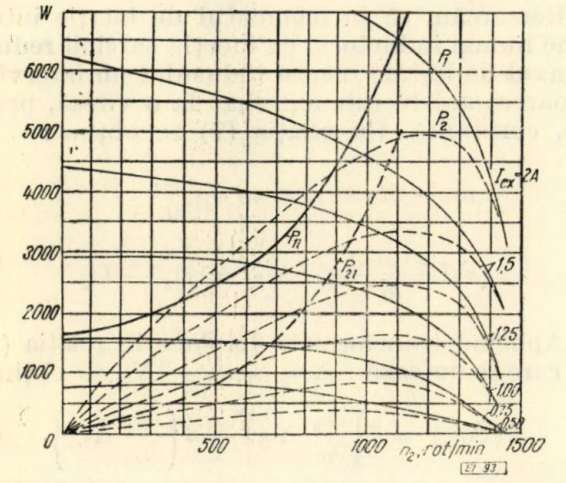


Fig. 9. Puterile la arborele de intrare (P_1), respectiv la arborele de ieşire (P_2), ale cuplajului, funcţie de turaţia n_2, la diferiţi curenţi de excitaţie Puterile limită P_{1l} şi P_{2l}, funcţie de turaţia n_2.

În figura 9 sînt indicate puterile P_1 şi P_2 funcţie de turaţia n_2. În aceeaşi figură sînt indicate curbele care marchează limita puterii la arborele de intrare, respectiv la arborele de ieşire (P_{1l} şi P_{2l}) pentru ca pierderile din indus să nu depăşească limita termică.

Aceste curbe au fost trasate cu ajutorul curbelor din figura 8 unde a fost marcată limita termică.

Din caracteristicile arătate mai sus, se poate trasa o curbă de o deosebită importanţă pentru anticiparea unui dispozitiv care să asigure că nu se va depăşi limita termică. Într-adevăr, mărimile n_2 şi I_{ex} determină pentru un cuplaj dat şi la o turaţie de intrare dată şi constantă,

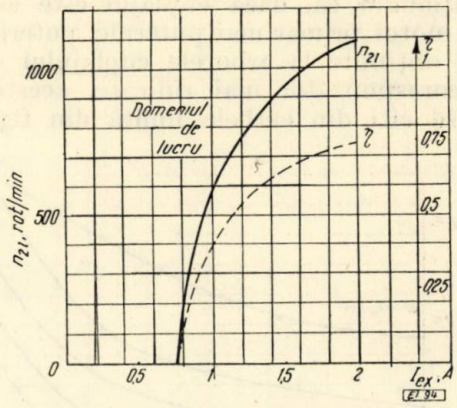


Fig. 10. Curba turaţiei limită n_2, funcţie de curentul de excitaţie şi a randamentului corespunzător aceleiaşi turaţii.

pierderile din indus. Curba $n_2 = f\ (I_{ex})$ din figura 10 indică această limită dintre n_2 şi I_{ex} pentru ca să nu fie depăşită încălzirea maşinii.

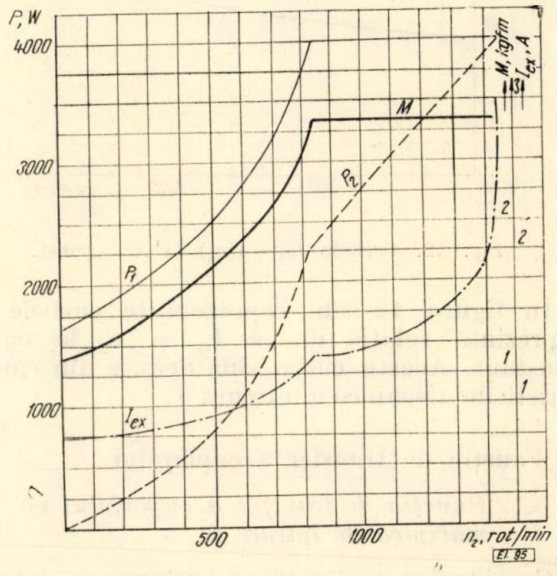


Fig. 11. Curbele limită ale puterii şi ale cuplului funcţie de turaţia n_2 şi ţinînd seamă de puterea motorului primar. Variaţia curentului de excitaţie corespunzător aceloraşi curbe limită ale puterii.

În aceeaşi figură este trasată şi curba ce indică randamentul cuplajului corespunzător turaţiei limită (n_{2l}).

În caracteristicile de mai sus s-a considerat că motorul are o putere nelimitată.

Ținînd seamă că puterea motorului primar este de 4 kW, curbele puterii limită, ca și ale cuplului de la arborele cuplajului, sînt reprezentate în figura 11.

Se constată că, cu acționarea unui motor de 4 kW, la ieșirea cuplajului se poate obține o putere între 2,25 și 3,90 kW la reglarea turației între 840 și 1 400 rot/min, cuplul fiind constant de 2,68 kgf m. Sub turația de 840 rot/min se poate obține un cuplu între 1,11 și 2,68 kgf m, fără ca să se depășească limita termică.

Menționăm că, dacă cuplajul este acționat cu un motor primar mai puternic, puterile care pot fi obținute la arborele cuplajului sînt în mod corespunzător mai ridicate, acestea putîndu-se citi din curbele limită din figura 9.

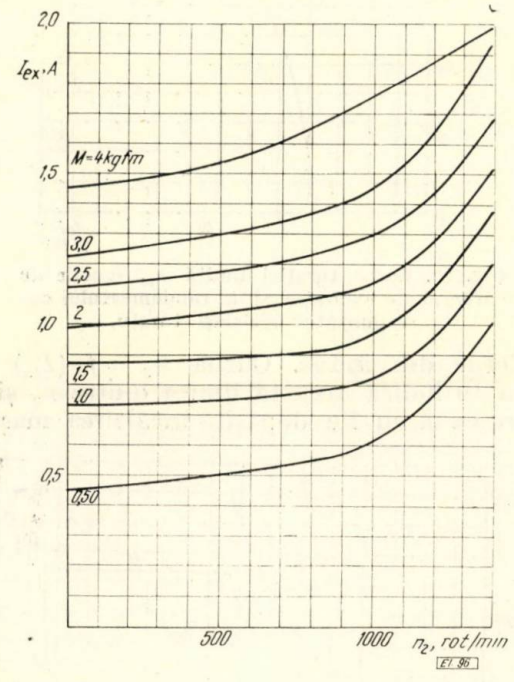


Fig. 12. Curbele $I_{ex} = f(n_2)$ la $M = \text{const.}$

În figura 12 sînt reprezentate curbele ce reprezintă relația dintre I_{ex} și n_2 la cuplu constant. Aceste curbe sînt deduse din caracteristicile mecanice din figura 7.

3. Funcția de transfer a cuplajului

3.1. *Funcția de transfer a cuplajului cu mărimea de intrare I_{ex}*

Considerăm mai întîi ca mărime de intrare curentul de excitație, iar ca mărime de ieșire, turația la axul de ieșire a cuplajului, n_2.

La apariția unei perturbații, cuplul pe arborele de ieșire sau curentul de excitație determină o trecere a funcționării cuplajului de la un regim stabil la altul.

Turația axului de ieșire se poate dezvolta în serie Taylor în jurul punctului staționar (M, I_{ex}) și în raport cu cele două variabile de care depind cuplul activ m și curentul de excitație i_{ex}.

Dacă ne oprim cu dezvoltarea la primii termeni, se obține :

$$n_2(m, i_{ex}) = n_2(M, I_{ex}) + \frac{\partial n_2}{\partial m}(M, I_{ex})\,\Delta m + \frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}}(M, I_{ex})\;\Delta i_{ex} \tag{5}$$

sau

$$n_2 = N_2 + \frac{\partial n_2}{\partial m}\,\Delta m + \frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}}\,\Delta i_{ex}, \tag{6}$$

în care s-a notat cu M, I_{ex} și N_2 valorile staționare ale cuplului activ, curentului de excitație și turației de ieșire, iar cu Δm, Δi_{ex} și Δn_2 abaterile de la punctul staționar în urma apariției perturbației.

Pe de altă parte, cuplul activ este :

$$m = M + J\frac{\mathrm{d}\omega_2}{\mathrm{d}t} + f\,\omega_2, \tag{7}$$

în care J este momentul de inerție, f este coeficientul de frecare vîscoasă, care poate fi neglijat avînd în vedere că inductorul nu are rolul de a ventila, iar ω_2 este viteza unghiulară la arborele de ieșire.

Remarcăm că în momentul de inerție intervine numai inductorul cu inerția sarcinii redusă la axul de ieșire ; inerția indusului nu intervine deoarece acesta este antrenat la o viteză, practic, constantă. Cu relația (7) se obține :

$$m - M = \Delta m = J\frac{\mathrm{d}\omega_2}{\mathrm{d}t} = J\frac{\mathrm{d}(\Delta\omega_2)}{\mathrm{d}t}\;; \quad \Delta\omega_2 = \omega_2 - \Omega_2. \tag{8}$$

Aplicînd transformata Laplace în relația (6), în care se notează : $\Delta n_2 = n_2 - N_2$, se obține :

$$\mathfrak{L}(\Delta n_2) = \mathfrak{L}\left(\frac{\partial n_2}{\partial m}\,\Delta m\right) + \mathfrak{L}\left(\frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}}\,\Delta i_{ex}\right). \tag{9}$$

Dacă se consideră $\frac{\partial n_2}{\partial m}$ și $\frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}}$ că nu se modifică mult cu creșterea Δm, respectiv Δi_{ex}, deci cu mărimea perturbației, dezvoltarea în serie Taylor oprită la primii termeni ne dă cu suficientă aproximație desfășurarea fenomenului tranzitoriu, iar relația (9) devine :

$$N_2(p) = \frac{\partial n_2}{\partial m}\,M(p) + \frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}}\,I_{ex}(p). \tag{10}$$

Dacă se aplică transformata Laplace în (8), se obține :

$$M(p) = p\cdot c\cdot N_2(p)\;; \quad \Delta n_2|_{t=0} = 0, \tag{11}$$

în care constanta c depinde de sistemul de unități. Astfel :

Dacă M se măsoară în kgf.m, iar turaţia n_2 în rot/min, se obţine :

$$c = \frac{2\pi}{60 \cdot 9{,}81} J = \frac{Gr^2}{94}, \text{ kg/m}^2, \qquad (12)$$

unde G este masa, kg, iar r, raza de inerţie, m.

Dacă în loc de momentul de inerţie J se introduce momentul de giraţie (GD^2), în care $D = 2\ r$, se obţine :

$$c = \frac{GD^2}{375}, \text{ kg/m}^2. \qquad (13)$$

Dacă se mai notează

$$\frac{\partial n_2}{\partial m} = A = f_1(M, I_{ex}); \qquad (14)$$

$$\frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}} = B = f_2(M, I_{ex}), \qquad (15)$$

cu relaţiile (10) şi (11), funcţia de transfer devine :

$$Y_1(p) = \frac{N_2(p)}{I_{ex}(p)} = \frac{B}{1 - p \cdot cA} = \frac{K_1}{1 + pT_1}. \qquad (16)$$

Deci coeficientul de amplificare staţionar este :

$$K_1 = B = \frac{\partial n_2}{\partial i_{ex}} = f_2(M, I_{ex}),$$

$$\text{rot/mA} \cdot \text{min}; \ I_{ex}, \text{ mA}. \qquad (17)$$

Constanta de timp este :

$$T_1 = -cA = -\frac{GD^2}{375}\frac{\partial n_2}{\partial m} =$$

$$= -\frac{GD^2}{375} f_1(M, I_{ex}), \ s. \qquad (18)$$

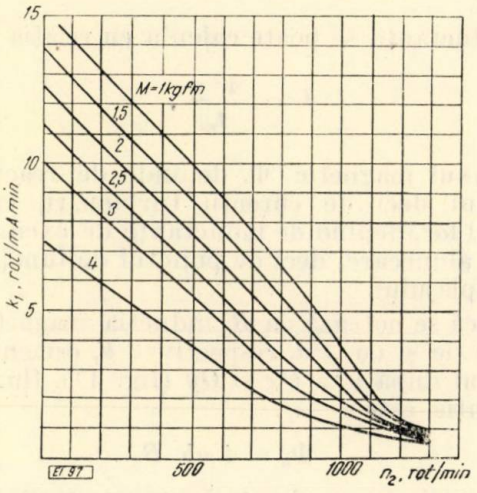


Fig. 13. Variaţia coeficientului de amplificare K_1 cu turaţia n_2 la diferite cupluri constante.

După cum se constată, cei doi parametri ai funcţiei de transfer K_1 şi T_1 depind de punctul de funcţionare. Variaţia coeficienţilor K_1 şi $T_{1sp} = \frac{T_1}{GD^2}$ cu poziţia punctului de funcţionare este indicată în figurile 13 şi 14.

Constanta de timp specifică T_{1sp} pentru curenţii de excitaţie reduşi creşte mult devenind

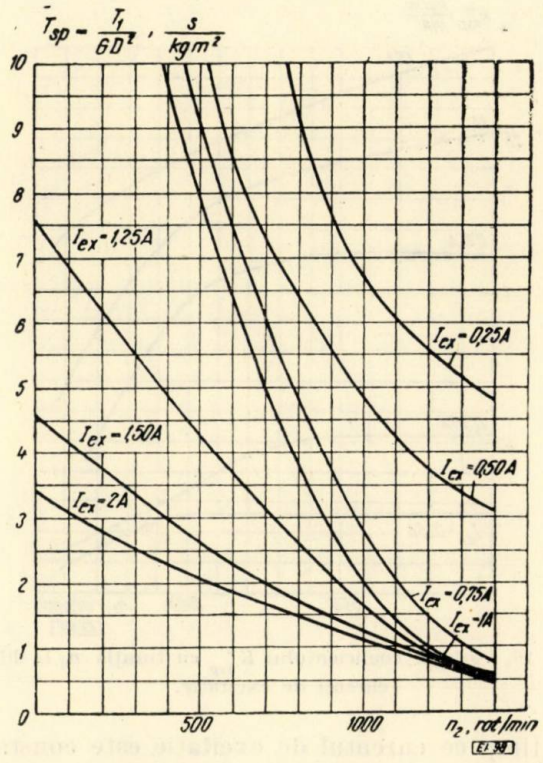


Fig. 14. Constanta de timp specifică T_{1sp} funcţie de turaţia n_2 la diferiţi curenţi de excitaţie.

infinită şi chiar negativă (sistem instabil în circuit deschis), iar calculul funcţiei de transfer trebuie reluat.

Astfel, pentru T_{1sp} de valori ridicate se poate scrie, împărţind în relaţia (10) cu $\frac{\partial n_2}{\partial m}$:

$$0 = M(p) + \frac{\partial m}{\partial i_{ex}} I_{ex}(p). \qquad (19)$$

Cu relaţia (11) se obţine :

$$Y_1(p) = \frac{N_2(p)}{I_{ex}(p)} = -\frac{\partial m}{\partial i_{ex}}\frac{1}{pc} =$$

$$= -375\frac{\partial m}{\partial i_{ex}}\frac{1}{p \cdot GD^2} = \frac{K_1^*}{p}, \qquad (20)$$

în care $K_1^* = -\frac{375}{GD^2}\frac{\partial m}{\partial i_{ex}}$ este noul coeficient de amplificare în viteză, iar un coeficient specific K_{1sp}^* este :

$$K_{1sp}^* = -375\frac{\partial m}{\partial i_{ex}}, \text{ kgf m/mA } (n_2 = \text{const.}). \qquad (21)$$

Reprezentarea grafică a coeficientului K^*_{1sp} este redată în figura 15 şi se bazează pe curbele din figura 7.

Dacă se va considera ca mărime de intrare cuplul sarcinii, iar ca mărime de ieşire, turaţia n_2,

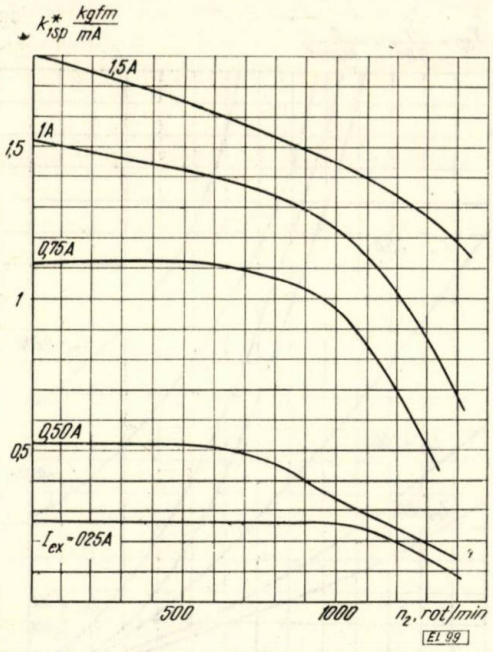


Fig. 15. Variaţia coeficientului K^*_{1sp} cu turaţia n_2 la diferiţi curenţi de excitaţie.

în timp ce curentul de excitaţie este constant, utilizînd aceeaşi metodă se obţine :

$$m = f(n_2,\ i_{ex}) = M(N_2,\ I_{ex}) + \frac{\partial m}{\partial n_2}(N_2, I_{ex})(\Delta n_2) + \frac{\partial m}{\partial i_{ex}}(N_2,\ I_{ex})\Delta i_{ex} + \ldots \quad (22)$$

$$m - M = \Delta m = \frac{\partial m}{\partial n_2}(\Delta n_2) = A'.\Delta n_2, \quad (23)$$

în care :

$$A' = \frac{\partial m}{\partial n_2}(N_2,\ I_{ex}) \text{ la } i_{ex} = \text{const.} \quad (24)$$

Pe de altă parte, ecuaţia de echilibru a cuplurilor este :

$$\Delta m = \Delta m_s + J\frac{d\omega_2}{dt} = \Delta m_s + J\frac{d(\Delta\omega_2)}{dt}, \quad (25)$$

în care m_s este cuplul introdus de sarcină. Aplicînd transformata Laplace în relaţia (23) şi (25), se obţine :

$$Y'_1(p) = \frac{N_2(p)}{M_s(p)} = \frac{1}{A'}\frac{1}{1 - p\frac{c}{A'}} = \frac{K'_1}{1 + pT'_1}, \quad (26)$$

în care s-a notat cu ;

$K'_1 = \frac{\partial n_2}{\partial m}$, rot/min kgfm, cu i_{ex} = const., reprezintă coeficientul de amplificare ;

$$T' = -\frac{c}{A'} = -cK_1 = -\frac{GD^2}{375}K'_1 = T_1, \text{ s}, \quad (27)$$

este constanta de timp egală cu T_1 şi reprezentată grafic în figura 14.

Coeficientul de amplificare este $K'_1 = -\frac{375}{GD^2}T'_1$;

$$K'_{1sp} = -375\ T_1, \text{ rot/min kgfm}. \quad (28)$$

Pentru $T_1 \gg 1$:

$$y'_1(p) = -\frac{375}{p \cdot GD^2}. \quad (29)$$

Avînd funcţiile de transfer pentru cele două perturbaţii i_{ex} şi m_s, se poate reprezenta schema-bloc a cuplajului (figura 16).

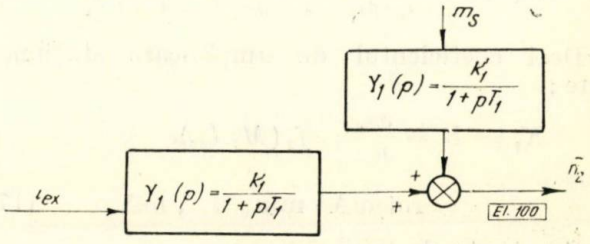


Fig. 16. Schema-bloc a cuplajului asincron.

3.2. Funcţia de transfer a inductorului

Inductorul cuplajului poate fi redus ca schemă echivalentă la o rezistenţă şi o inductanţă.

Inductanţa se poate calcula cu relaţia :

$$L = \frac{\Phi \cdot w}{I_{ex}}. \quad (30)$$

Fluxul magnetic Φ, depinde de reacţia indusului, deci de curenţii turbionari, care la rîndul lor, depind de inductanţa de excitaţie B_0 şi de alunecare, deci de punctul de funcţionare al cuplajului.

Dacă se notează cu B_0 inducţia magnetică de excitaţie şi cu *2 a*, respectiv *2 b*, dimensiunile polului după axa *Ox* şi *Oy* (fig. 17), fluxul de excitaţie este :

$$\Phi_0 = 4\ ab.B_0. \quad (31)$$

Se scrie legea circuitului magnetic în regim staţionar pe un contur ce cuprinde doi poli de polaritate opusă, se obţine [5] :

$$F = F_\delta + F_{Fe} = \frac{B_0}{\mu_0} \cdot 2\delta + \frac{2B_0}{\mu \cdot \alpha}, \quad (32)$$

în care :

$F = w \cdot I_{ex}$ este solenația de excitație, iar w numărul de spire de excitație ;

F_δ — căderea de tensiune magnetică în întrefier ;

F_{Fe} — căderea de tensiune magnetică în indus, cea din inductor se neglijează ;

μ — permeabilitatea magnetică a indusului corespunzătoare punctului de funcționare ;

$$\alpha = \frac{\pi}{\tau} = \frac{2p}{D},$$

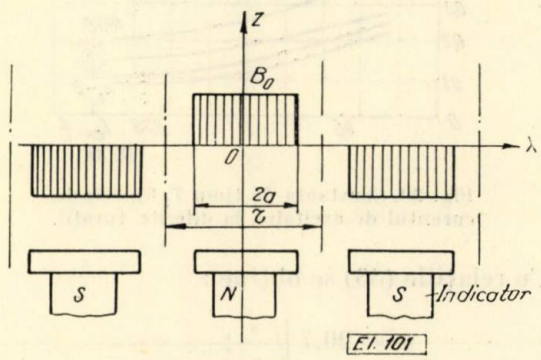


Fig. 17. Repartiția inducției de excitație în întrefierul cuplajului.

în care p este numărul de perechi de poli, iar D este diametrul indusului.

În figura 18 este reprezentată grafic relația dintre curentul de excitație și inducția de excitație. Această relație poate fi considerată cu bună aproximație ca independentă de turație.

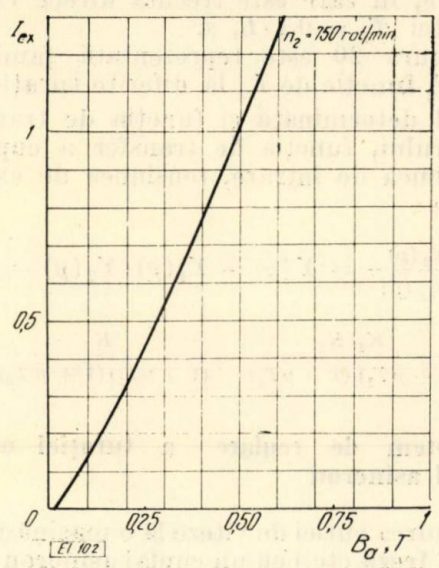


Fig. 18. Curentul de excitație funcție de inducția de excitație la $n_2 = 750$ rot/min.

Se constată că curentul de excitație scade cu creșterea turației n_2 însă la o inducție de $B_0 = 0{,}50$ T, scăderea este de 6% pentru o creștere a turației de la 0 la 1 450 rot/min.

Reacția indusului creată de curenții turbionari se calculează cu o funcție de reacție $\dot{\theta}_k$ (mărime complexă) [5], care are ca efect diminuarea armonicii k ($k = 1, 3, 5 \ldots$) a inducției și defazarea după axa Ox cu unghiul φ_k :

$$\dot{\theta}_k = \frac{\varepsilon_k}{\sqrt{1 + 2u_k + 2u_k^2}} e^{j\varphi_k}, \qquad (33)$$

în care :

$$\varphi_k = -\operatorname{arc\,tg} \frac{u_k}{1 + u_k}; \qquad (33')$$

$$u_k = u \cdot k^{-\frac{3}{2}}, \quad \text{iar } u = \frac{1}{\delta\alpha^2} \sqrt{\frac{\pi\mu_0 n_1 p}{60\rho}} \sqrt{\frac{s}{\mu_r}},$$

ρ — rezistivitatea materialului indusului ;

s — alunecarea ;

μ_r — permeabilitatea magnetică relativă ;

$\varepsilon_k = 1 + \frac{1}{\delta\mu_r\alpha} \cdot \frac{1}{k}$ — o mărime auxiliară ce indică influența modificării proprietăților materialului indusului asupra cîmpului.

Fluxul magnetic la o alunecare oarecare și la $t = 0$ este :

$$\Phi = 2b \cdot p \sum_{k=1,3,5} B_k \int_{-\frac{\tau}{2}}^{+\frac{\tau}{2}} \theta_k \cos(-\alpha_k x + \varphi_k)\, dx, \qquad (34)$$

în care :

$$B_k = \frac{4B_0}{k\pi} \sin k\pi \frac{a}{\tau},$$

$$\alpha_k = k \cdot \alpha.$$

În calculele ce urmează se introduc simplificări. Astfel, așa cum s-a considerat și la scrierea ecuației (32), se va lua numai prima armonică :

$$\Phi = 2\, b\, B_1\, \theta_1 p \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \cos(\varphi_1 - \alpha x)\, dx =$$

$$= \frac{16\, \tau b\, B_0\, \theta_1}{\pi^2} \sin \pi \frac{a}{\tau} \cos \varphi_1. \qquad (35)$$

Cu relația (33'), se obține :

$$\Phi = \frac{16 \cdot \tau \cdot b}{\pi^2} B_0 p \sin \pi \frac{a}{\tau} \cdot \frac{\varepsilon_1 (1 + u)}{1 + 2u + 2u^2}. \qquad (36)$$

Înlocuind expresia lui B_0 funcție de I_{ex} în relația (30), se obține în final :

$$L = \frac{8\,\tau\,b\,\mu_0\,w^2 p \sin\pi\frac{a}{\tau}}{\pi^2\,\delta} \cdot \frac{1+u}{1+2u+2u^2} =$$

$$= \frac{2\,S_l\,\mu_0\,w^2 \sin\pi\frac{a}{\tau}}{\pi^2\delta} \cdot \frac{1+u}{1+2u+2u^2}, \qquad (37)$$

în care S_l este suprafața laterală a inductorului ($4\,p\,\tau\,b$). Funcția de transfer a inductorului rezultă :

$$Y_2(p) = \frac{I_{ex}(p)}{U_{ex}(p)} = \frac{1}{R+pL} = \frac{K_2}{1+pT_2}, \qquad (38)$$

în care :

$$K_2 = \frac{1}{R};$$

$$T_2 = \frac{L}{R}.$$

Factorul de amplificare static K_2, cu toate că depinde într-o mică măsură de curentul de excitație și turația n_2, deoarece rezistența R

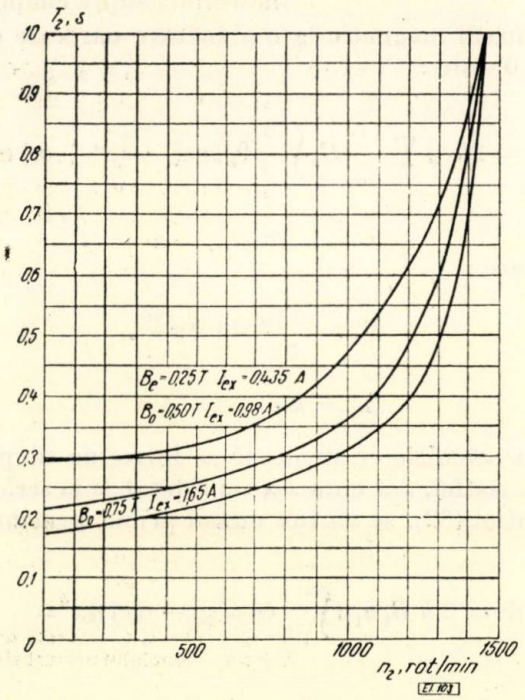


Fig. 19. Valoarea constantei de timp T_2 funcție de turația n_2 la diferiți curenți de excitație.

cuprinde și rezistența de contact a periilor, se va face simplificarea că este independent de punctul de funcționare. În cazul exemplului considerat $K_2 = 0{,}1$ s.

Constanta de timp T_2 depinde în mod pronunțat de punctul de funcționare, deoarece u din relația (33) depinde de alunecare și de curentul de excitație.

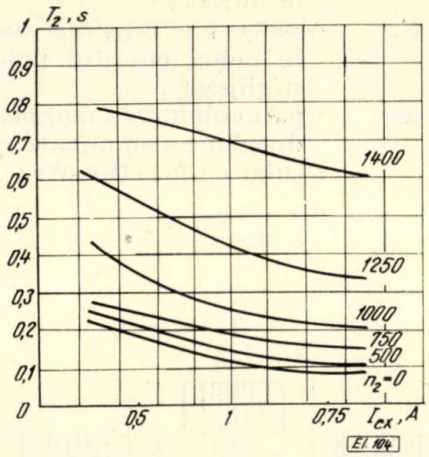


Fig. 20. Constanta de timp T_2 funcție de curentul de excitație, la diferite turații.

Cu relațiile (33) se obține :

$$u = 20{,}7\sqrt{\frac{s}{\mu_r}}; \qquad (39)$$

$$L = \frac{10\,(1+u)}{1+2u+2u^2},\ \text{H}.$$

Valoarea permeabilității relative depinde de I_{ex} și de alunecare și se tratează ca în lucrarea [5].

Cu valorile lui μ_r se obțin rezultatele din figura 19, în care este trecută direct valoarea constantei $T_2 = 0{,}1 \cdot L$, s.

În figura 20 este reprezentată familia de curbe T_2 funcție de I_{ex} la diferite turații.

Având determinată și funcția de transfer a inductorului, funcția de transfer a cuplajului cu mărimea de intrare, tensiunea de excitație u_{ex} este :

$$\frac{N_2(p)}{U_{ex}(p)} = Y(p) = Y_1(p) \cdot Y_2(p) =$$

$$= \frac{K_1\,K_2}{(1+pT_1)(1+pT_2)} = \frac{K}{(1+pT_1)(1+pT_2)}. \qquad (40)$$

4. Sistem de reglare a turației utilizînd cuplajul asincron

Înlocuirea cutiei de viteze la o mașină-unealtă (strung, freză etc.) cu un cuplaj asincron implică dimensionarea regulatorului turației arborelui antrenat. În acest scop se utilizează funcțiile de transfer determinate în capitolele precedente.

Schema-bloc a cuplajului, având mărimea de intrare tensiunea de excitație, este reprezentată în figura 21.

În schema-bloc din figura 21, dacă cuplul de sarcină este constant, funcția de transfer $Y_1'(p)$ nu mai intervine în schema-bloc de ansamblu a sistemului de reglare. În cazul reglării turației, schema-bloc este indicată în figura 22.

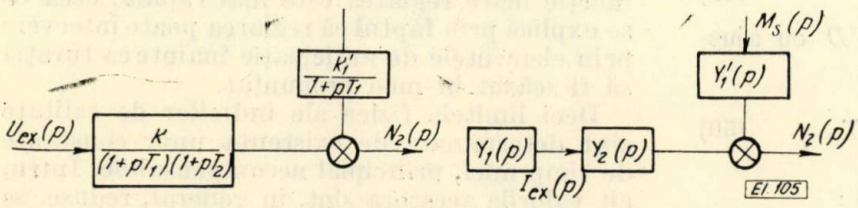


Fig. 21. Schema-bloc a cuplajului, avînd ca mărime de intrare tensiunea de excitație.

Determinarea comportării regulatorului se face fie după criteriul de optimizare a modulului, fie după cel al simetriei. În traductorul de turație din schema dată este inclus și filtrul trece-jos și deci funcția de transfer este :

$$Y_3(p) = \frac{K_3}{1 + pT_3}. \qquad (41)$$

Din schema-bloc rezultă mărimea de ieșire în operațional $N_2(p)$ cînd se obține și mărimea de comandă $U_1(p)$ și perturbația $M_s(p)$:

$$N_2(p) = \frac{Y_R(p) \cdot Y(p)}{1 + Y_R(p) \cdot Y(p) \cdot Y_3(p)} U_1(p) + \\ + \frac{Y_1'(p)}{1 + Y_R(p) Y(p) Y_3(p)} M_s(p). \qquad (42)$$

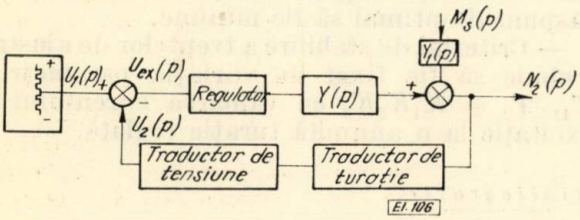


Fig. 22. Schema-bloc în cazul reglării turației cu cuplajul asincron.

În cazul că sistemul funcționează ca regulator pur $U_1(p) = 0$ rezultă :

$$N_2(p) = \frac{Y_1'(p)}{1 + Y_R(p) \cdot Y(p) \cdot Y_3(p)} M_s(p), \qquad (43)$$

sau :

$$Y_M(p) = \frac{1}{1 + Y_0(p)} Y_1'(p), \qquad (44)$$

în care s-au notat :

$Y_R(p)$ — funcția de transfer a regulatorului ;

$Y_3(p)$ — funcția de transfer a traductorului de turație, inclusiv filtrul ;

$Y_0(p) = Y_R(p) \cdot Y(p) \cdot Y_3(p)$ — funcția de transfer a circuitului deschis care se va optimiza. Schema-bloc corespunzătoare relației (43) este arătată în figura 23.

În cazul că sistemul funcționează cu semnal de intrare fără semnal perturbator, relația (42) devine :

$$N_2(p) = \frac{Y_R(p) \cdot Y(p)}{1 + Y_0(p)} U_1(p), \qquad (45)$$

sau :

$$Y_U(p) = \frac{Y_0(p)}{1\ Y_0(p)} \frac{1}{Y_3(p)}. \qquad (46)$$

Funcția de transfer (45) corespunde schemei-bloc din figura 24.

Se constată deci că atît în cazul semnalului de intrare, cît și în cazul semnalului perturbator,

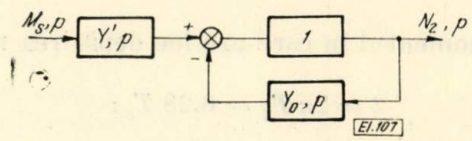


Fig. 23. Schema-bloc a reglării turației în cazul unui semnal perturbator și al lipsei semnalului de intrare ($U_1(p) = 0$).

stabilitatea și gradul de amortizare a sistemului automat sînt determinate exclusiv de funcția $Y_0(p)$.

Din analiza funcției de transfer $Y(p)$, constantele de timp T_1 și T_2 sînt importante, iar $T_3 = 5-15$ ms (constanta de timp de filtrare) reprezintă constanta mică de timp [4].

Dacă se optimizează $Y_0(p)$ după criteriul modulului, se obține :

$$Y_R(p) = \frac{Y_0(p)}{Y(p) \cdot Y_3(p)} = \frac{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}{p\tau_i} = \\ = \frac{(1 + pT_1)(1 + pT_2)}{p\,2\,K_1 K_2 K_3 T_3} = V_R \left(1 + \frac{1}{pT_i} + p\,T_D\right). \qquad (47)$$

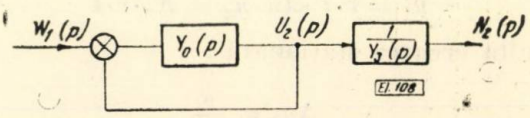


Fig. 24. Schema-bloc a reglării turației în cazul unui semnal de intrare și în lipsa semnalului perturbator.

Regulatorul este de tipul PID cu ajustările :

$$\tau_1 = T_1,\ \tau_2 = T_2,\ \tau_i = 2\,K_1 K_2 K_3 T_3.$$

$$V_R = \frac{1}{K_1 K_2 K_3} \frac{T_1 + T_2}{2\,T_3},\ T_i = T_1 + T_2,$$

$$T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}. \qquad (48)$$

Dacă $T_I \gg 2\ T_3$, atunci $1 + p\ T_I \cong p\ T_I$ și

$$Y_R(p) = \frac{T_1}{2\ K_1 K_2 K_3 T_3} \cdot (1 + pT_2) = \\ = V_R(1 + pT_D). \quad (49)$$

Regulatorul este deci de tipul PD cu ajustările :

$$K_R = \frac{1}{K_1 K_2 K_3} \frac{T_1}{2\ T_3},\ T_D = T_2. \quad (50)$$

Factorul total de amplificare este :

$$K_0 = V_R \cdot K_1 K_2 K_3 = \frac{T_1}{2\ T_3} \gg 1. \quad (51)$$

Răspunsul sistemului la un semnal de intrare în treaptă unitară are următoarele valori caracteristice [4] :

— timpul de primă stabilire :

$$t_1 = \frac{3\pi}{2} T_3 = 4{,}72\ T_3 ; \quad (52)$$

— momentul în care are loc depășirea maximă :

$$t = 2\pi T_3 = 6{,}28\ T_3 ; \quad (53)$$

— suprareglajul :

$$\sigma = e^{-\pi} = 0{,}043 = 4{,}3\% ; \quad (54)$$

— coeficientul de amortizare :

$$z = 0{,}7. \quad (55)$$

Expresia instantanee a răspunsului raportat este :

$$n_2(t) = \frac{\Delta n_2(t)}{\Delta n_2} = 1 - \sqrt{2}\ e^{-\frac{t}{2T_3}} \cos\left(\frac{t}{2\ T_3} - \frac{\pi}{4}\right). \quad (56)$$

Sistemul optimizat după criteriul modulului nu va prezenta eroare la semnalul de intrare în treaptă, dar va prezenta o eroare staționară la un semnal în rampă. Astfel, dacă semnalul în rampă are forma :

$$u_1 = v \cdot t \text{ sau } u_2 = K_3 \cdot v \cdot t \quad (57)$$

rezultă eroarea staționară :

$$\Delta n_2 = \frac{v}{K_0} \quad (58)$$

și întîrzierea independentă de viteza de creștere a sistemului [4] :

$$v\ \Delta t = \Delta n_{2\infty}\ ;\ \Delta t = \frac{1}{K_0}. \quad (59)$$

În consecință, cu cît K_0 este mai mare, deci T_3 mai mic și T_1 mai mare, cu atît reglarea este mai rapidă și eroarea staționară mai redusă. După cum s-a văzut, T_1 este proporțională cu inerția mecanică (GD^2) a cuplajului, deci la o inerție mare reglarea este mai rapidă, ceea ce se explică prin faptul că reglarea poate interveni prin elementele de anticipație înainte ca turația să fi scăzut în mod pronunțat.

Deci limitele fizice ale indicilor de calitate sînt determinate de existența unor constante de timp mici, principial necompensabile. Întrucît valorile acestora sînt, în general, reduse, se pot atinge performanțe dinamice foarte ridicate.

5. Concluzii

Din cele arătate rezultă că cuplajul asincron, ca element al sistemelor de reglare automată, este neliniar.

Aplicînd liniarizarea statică în jurul punctului de funcționare, s-a ajuns la funcția de transfer cu parametrii variabili și dependenți de punctul de funcționare și mărimea semnalului. Pentru stabilirea comportării regulatorului în baza unui criteriu de optimizare se poate proceda simplificat astfel :

— Se prevede un sistem de autoadaptare, pe de o parte, dependent de poziția potențiometrului de prescriere a turației, deci de turația n_2, iar pe de altă parte, prin modificarea ajustării regulatorului funcție de mărimea curentului de excitație. Pentru simplificarea autoadaptării, ajustările funcție de curentul de excitație pot fi făcute în trepte, astfel încît abaterile de la răspunsul optimal să fie minime.

— Criteriul de stabilire a treptelor de ajustare trebuie să fie fixat de variația parametrilor T_1, T_2 și $K_1K_2K_3$ cu valoarea curentului de excitație la o anumită turație reglată.

Bibliografie

[1] *Gille, J. G., Decaulne, P.* și *Pelegrin, M.* Teoria și calculul sistemelor de reglare automată. București, Editura tehnică, 1962.

[2] *Pelegrin, M., Gille, J. G.* și *Decaulne, P.* Elementele sistemelor de reglare automată. București, Editura tehnică, 1963.

[3] *Damsker, D.* Principii și mijloace noi de automatizare a acționărilor electrice. București, Editura Academiei, 1964.

[4] *Papadache, I., Herșcovici, H., Badea, I. A., Szekely, I.* ș.a. Regulatoare electronice. București, Editura tehnică, 1966.

[5] *Bompa, L.* Des considérations théoriques sur le couplage asynchrone à rotor ferromagnétique. Buletinul științific al Institutului politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București, nr. 2, 1967.

[6] *Pozdeev, A. D.* și *Rozman, Ia. B.* Cuplaje electromagnetice cu alunecare. București, Editura tehnică 1965.

Intrat în redacție la 7.XI.1967

Termometru cu termistor

Laurenţiu Goia şi Ralian Goldenberg*—Bucureşti

CZ 536.51 : 537.311.3 : 621.317·039

În cadrul unor lucrări de cercetare întreprinse la I.R.M.E. a apărut necesitatea măsurării temperaturii diferitelor straturi de sol. Specificul măsurărilor a impus utilizarea altor aparate decît termometrul cu tub capilar, neadecvat măsurărilor de teren şi impropriu introducerii la diferite adîncimi în pămînt.

Rezolvarea problemei s-a făcut în întreprindere, prin construirea unui termometru cu termistor, simplu, uşor de realizat şi convenabil în vederea măsurărilor pentru care a fost conceput.

1. Alegerea sistemului de măsurare

Destinaţia termometrului permite alegerea între diferitele soluţii de măsurare a temperaturii.

Din literatura de specialitate sînt cunoscute mai multe metode electrice de măsurare a temperaturii. Dintre acestea pot fi enunţate : metoda cu termocuplu ; metoda cu termorezistenţă ; metoda cu semiconductoare (diode, transistoare, termistoare).

1.1. Termometrul de termocuplu. Pirometrele termoelectrice se utilizează, în general, la măsurarea unor temperaturi mai ridicate — de ordinul sutelor de grade Celsius. Se cunosc şi termocupluri pentru domeniul temperaturilor sub 100° C, de exemplu, stibiu-molibden dar acestea necesită aparate indicatoare foarte sensibile şi scheme de compensare a tensiunii la sudura rece a termocuplului [2]. În plus, la măsurarea temperaturii straturilor superficiale de sol, eroarea de măsurare poate deveni foarte mare, lucru ce exclude utilizarea termocuplului în cazul de faţă.

1.2. Termometrul cu termorezistenţă. Utilizabil tot în domeniul temperaturilor mai ridicate, el este destul de precis însă nu are o sensibilitate suficientă în domeniul de măsurare dorit. În plus, termorezistenţa sondă are dimensiuni destul de mari şi deci este improprie măsurării temperaturilor locale. Aparatul indicator folosit este, de obicei, un logometru, mai greu de procurat.

Motivele arătate au dus la alegerea pentru termometru a schemei cu termistor.

1.3. Termometrul cu termistor. Termistoarele au un coeficient de temperatură negativ de circa 8—10 ori mai mare decît cel al metalelor (0,03÷0,041/°C). În plus, acestea au rezistenţa mecanică şi stabilitatea termică mari, dimensiuni reduse etc.

Un dezavantaj serios al semiconductoarelor utilizate în schemele de măsurare este imposibilitatea interşanjabilităţii traductoarelor, deoarece acestea nu au aceleaşi caracteristici de temperatură. Pentru cazul de faţă, nefiind vorba de producţie în serie, acest dezavantaj nu intervine în analiză. În concluzie s-a preferat alegerea termistoarelor pentru termometrul construit la I.R.M.E. Fenomenul de îmbătrînire nu are, după cum se va vedea în continuare, o influenţă deosebită asupra caracteristicilor de temperatură a acestuia.

Sistemele de măsurare cu diode semiconductoare sau cu transistoare sînt mult mai complicate şi sînt utilizate, de obicei, numai în cadrul unor regulatoare de temperatură.

2. Schema de măsurare

Soluţia clasică pentru măsurarea temperaturii cu ajutorul traductoarelor rezistive este cea a punţii de curent continuu. În acest sens se poate accepta sau schema cu puntea echilibrată sau cu puntea dezechilibrată.

Puntea echilibrată permite citirea temperaturii numai printr-o manevră a unui buton al potenţiometrului de echilibrare a punţii (reglaj), care poate fi gradat direct în grade Celsius.

Puntea dezechilibrată permite citirea directă a temperaturii pe cadranul instrumentului montat în diagonala punţii. Pentru posibilităţile existente în I.R.M.E a fost mult mai accesibilă soluţia în aceast ăvariantă.

Astfel, schema de principiu a termometrului este cea din figura 1.

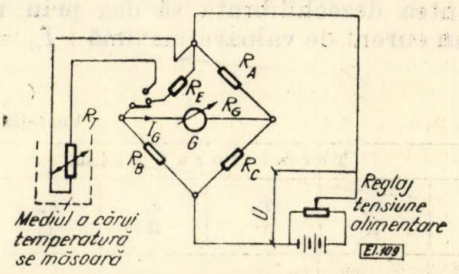


Fig. 1. Principiul termometrului cu termistor.

Rezistenţele R_A, R_B, R_C se aleg astfel încît echilibrul punţii să se facă la o rezistenţă a termistorului R_{T0}, corespunzătoare temperaturii T_0 de început de scară. În acest moment $I_G = 0$.

Cu cît rezistenţele R_A, R_B, R_C sînt mai mici decît R_G, cu atît caracteristica de măsurat a termometrului va fi mai liniară.

Pentru ca sensibilitatea termometrului să fie cît mai mare este necesar ca instrumentul

* Ing. *L. Goia* este adjunct şef serviciu la Serviciul de staţii şi reţele din I.R.M.E., iar *R. Goldenberg* este inginer principal la Serviciul T.T.I. din aceeaşi întreprindere.

să fie cît mai sensibil şi să aibă o rezistenţă internă cît mai ridicată.

Rezistenţa R_E serveşte la control. La comutarea sa în locul termistorului, deviaţia instrumentului va trebui să fie egală cu o valoare prestabilită de control notată cu index roşu pe cadranul aparatului.

În acest scop, tensiunea de alimentare poate fi reglată potenţiometric.

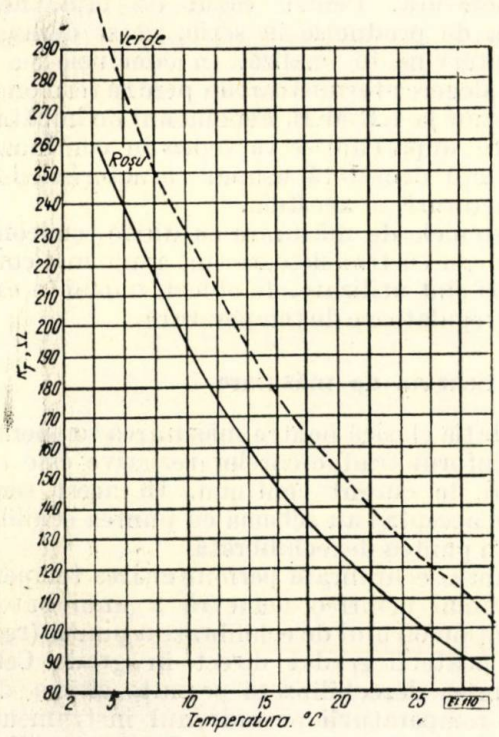


Fig. 2. Curbele de variaţie ale rezistenţei termistoarelor $R_T = f(T)$.

Tensiunea bateriei de alimentare se alege astfel încît la temperatura maximă de măsurat T_f, puntea dezechilibrată să dea prin instrument un curent de valoare maximă : $I_G = I_{max}$.

Traductorul folosit a fost un termistor de producţie curentă I.P.R.S. — Băneasa cu următoarele caracteristici :

— tip TD—5019—B ;
— rezistenţa nominală la 25° C (91÷300 Ω) ;
— coeficientul de temperatură, $\alpha_{25} = -3{,}7\,\%/\text{grd}$;
— temperatura maximă de lucru, 70° C ;
— diametrul, 7 mm.

Aparatul de măsurat este un microampermetru EAW de 100 μA, clasa 1,5 cu o rezistenţă internă $R_G = 2\,500$ Ω.

3. Elemente de proiectare a termometrului

Domeniul de lucru al termometrului este între 4 şi 30 °C. Între aceste temperaturi, variaţia rezistenţei cu temperatura este prezentată în tabela 1, pentru două termistoare — unul de culoare roşie şi unul de culoare verde. Pe baza datelor respective s-au trasat caracteristicile de temperatură a termistoarelor (fig. 2).

Se menţionează că determinarea caracteristicilor de temperatură trebuie făcută cu multă grijă şi atenţie pentru ca energia disipată în termistor să nu ducă la ridicarea temperaturii acestuia. (În general, punţile de curent continuu nu corespund întru totul acestui deziderat.)

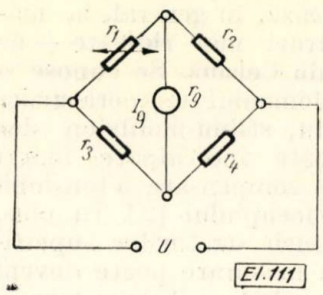


Fig. 3. Puntea de măsură.

Dimensionarea elementelor montajului se face după schema de principiu din figura 3. Aici :

$$I_G = U\,\frac{m - r_1}{nr_1 + p},$$

Tabela 1

Variaţia rezistenţei cu temperatura

Termistorul roşu						Termistorul verde					
T_1, °C	R_1, Ω	T_2, °C	R_2, Ω	R_{1C}, Ω	Eroare, %	T_1, °C	R_1, Ω	T_2, °C	R_2, Ω	R_{1C}, Ω	Eroare, %
4,5	256,4	5	249	250	0,4	4,8	305,2	5	296	294	0,69
7,8	218,1					8,1	249,5				
9,1	201,7					9,6	235,2				
14,3	158,9	16	146,3	147	0,48	14,1	191,5				
16,2	145,1					16,3	175,3	16	178	178	—
17,5	138,3					12,4	168,2				
18,4	133,1					18,5	160,6				
20,5	122,8					20,4	149,6				
21,3	119,3					21,3	144,6				
22,5	113,6	22,2	114	113,6	0,35	22,5	137,9	22,2	141,6	139	1,1
24,1	106,5					24,1	128,5				
25,9	100,1					26	121,3				
28,2	88,7					28,3	110,3				
30	83,8	30	83,5	83,8	0,36	29,9	102,4	30	101	102	1

unde :

$m = \frac{r_2 \cdot r_3}{r_4} = r_{10}$ este valoarea la echilibru a lui r_1, iar n şi p sînt coeficienţi auxiliari de calcul care au următoarele expresii :

$$n = \frac{(r_3 + r_4)(r_g + r_2)}{r_4} + r_3 ;$$

$$p = \frac{(r_3 + r_4)\, r_g\, r_2}{r_4} + r_2 r_3 .$$

Puterea la ieşire în diagonala punţii — P_g :

$$P_g = I_g^2 r_g = U^2 r_g \left[\frac{m - r_1}{n r_1 + p}\right]^2 .$$

Sensibilitatea medie a punţii (exprimată în puteri) este definită prin :

$$K_p = \frac{P_{g0}}{P_{g1}} = \frac{\Delta r_1^2}{r_{10} + \Delta r_1} \cdot \frac{r_g\, r_1^2}{r_3(r_2 + r_4) + r_g(r_3 + r_4)} .$$

Maximul lui K_p se va obţine conform [3] pentru valoarea :

$$r_g = \frac{(r_2 + r_4)\, r_3}{r_3 + r_4} .$$

Pentru obţinerea unei valori mari a lui K_p este necesar ca r_2 să fie cît mai mare, iar r_4 cît mai mic. Practic, optimul apare conform [3] la :

$$r_2 = (2 \div 5)\, r_{10} ; \quad r_4 = (0{,}2 \div 0{,}4)\, r_{10} .$$

Tensiunea necesară de lucru se alege conform relaţiei :

$$U = \sqrt{\frac{P d_{max}}{r_{1f}}} \cdot \frac{b' \cdot r_{1f} + c'}{d'} \cdot r_{10},$$

unde :

$P_{d\ max}$ este puterea maximă admisibilă disipată pe termistor, iar :

$$b' = \frac{(r_2' + 1)\,(r_g' + r_2') + r_4'}{r_2'} ;$$

$$c' = (r_2' + 1)\, r_0' + r_4' ;$$

$$d' = \frac{r_g' + r_4'}{r_2'} + r_g' + 1,$$

unde cu apostrof s-au notat valorile mărimilor raportate la r_{10}.

Cu aceste elemente, proiectarea montajului se execută în modul următor. (În calcule se folosesc valorile normate corespunzătoare termistorului verde) :

$$r_g' = \frac{r_g}{r_{10}} ; \quad r_2' = \frac{r_2}{r_{10}} ; \quad R_T^{t°C} = r_{10} = 295\ \Omega ;$$

$$r_T^{40°C} = r_{1f} = 102\ \Omega ;$$

$$r_g' = \frac{r_g}{r_{10}} = 8{,}48.$$

Conform recomandărilor arătate mai sus :

$$r_2' = 3 ; \quad r_4' = 0{,}2 ;$$

$$r_2 = r_2' r_{10} = 885\ \Omega ; \quad r_3 = \frac{r_4}{r_2} r_{10} = 19{,}7\ \Omega ;$$

$$r_4 = r_4'\, r_{10} = 0{,}2 \cdot 295 = 59\ \Omega .$$

Coeficienţii auxiliari de calcul au următoarele valori :

$$b' = 14 ; \quad c' = 34{,}2 ; \quad d' = 12{,}98 ; \quad r_{1f}' = 0{,}346.$$

Cu aceste valori se poate determina valoarea tensiunii de alimentare :

$$U = \sqrt{\frac{P_d^{max}}{r_{1f}}} \cdot \frac{b' r_{1f} + c'}{d'}\, r_{10} = 3{,}94\text{V}.$$

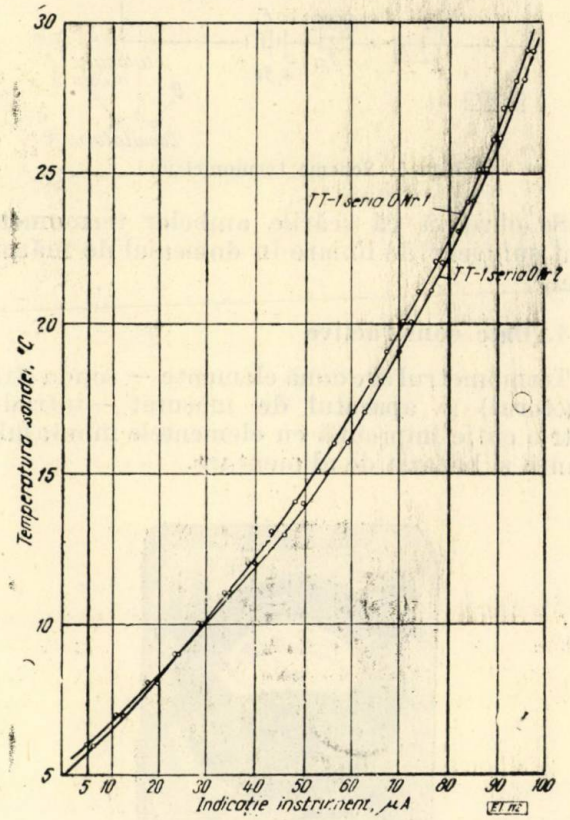


Fig. 4. Curbele de gradare ale termometrelor cu termistor.

Pentru $TD-5019-B$, $P_d^{max} = 2$ mW.
Cu aceste elemente, făcînd unele rotunjiri :

R_A = 1 kΩ (0,5 W) ;
R_B = 22 Ω (0,5 W) ;
R_C = 59 Ω : 50 Ω (0,5 W) + 47 Ω (potenţiometru bobinat) ;
P = 500 Ω — potenţiometru bobinat pentru reglarea tensiunii de alimentare ;
U_b = 4,5 V ;
R_E = 150 Ω (0,5 W) — pentru controlul tensiunii de alimentare.

Gradarea termometrelor se realizează reglînd valorile lui R_c şi P pentru zero, respectiv, con-

trol (valoarea notată cu roşu pe cadranul instrumentului).

Datele de gradare sînt trecute în figura 4. Schema de montaj a termometrului este arătată în figura 5.

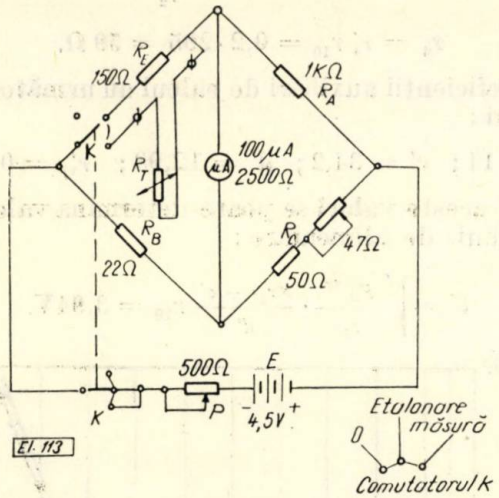


Fig. 5. Schema termometrului.

Se observă că scările ambelor termometre sînt suficient de liniare în domeniul de măsură ales.

4. Date constructive

Termometrul are două elemente — sonda (traductorul) şi aparatul de măsurat — introdus într-o cutie împreună cu elementele montajului punţii şi bateria de alimentare.

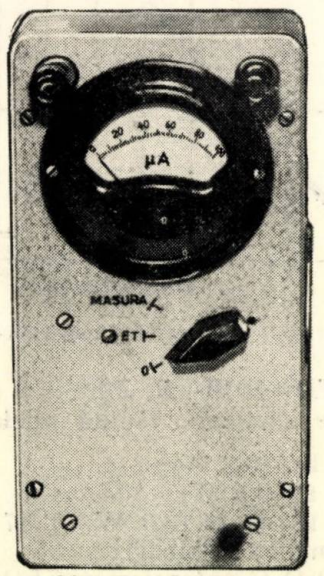


Fig. 6. Termometrul cu termistor.

Cutia are dimensiunile 200 × 400 × 45 mm.

Pe panoul cutiei, în afară de instrument şi bornele de conectare la sonda-termistor, mai sînt accesibile :

— comutatorul modului de lucru : O — etalonare-măsură ;

— cursorul potenţiometrului P de reglare a tensiunii de lucru.

Înaintea oricărei măsurări trebuie verificată valoarea tensiunii de lucru, punînd aparatul pe poziţia „etalonare" şi reglînd butonul P pînă cînd se ajunge la indicaţia roşie de pe cadranul microampermetrului.

Sonda termistor este plasată în vîrful unei tije metalice din oţel cadmiat avînd o lungime de 1200 mm şi un diametru de 27 mm. Ea este introdusă în vîrful unei piese tronconice de plexiglas. Pentru scopul urmărit soluţia respectivă este cea mai indicată. În vederea măsurării temperaturii în alte locuri se pot adopta cu uşurinţă alte tipuri de sondă. Aspectul general al aparatului este prezentat în figura 6 şi 7.

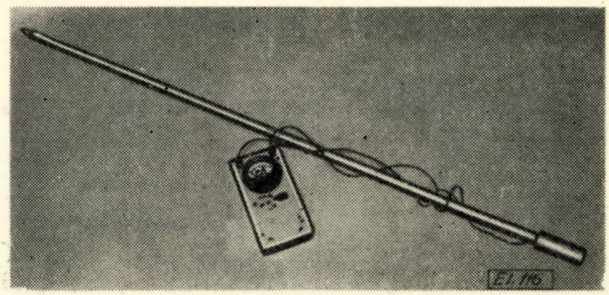


Fig. 7. Vedere de ansamblu a termometrului şi a sondei

5. Analiza influenţei îmbătrînirii asupra preciziei aparatului

Îmbătrînirea reprezintă una dintre deficienţele importante ale semiconductoarelor. În cazul de faţă, în scopul verificării cantitative a efectului îmbătrînirii asupra modificării caracteristicii $R(T)$ s-a indicat această caracteristică după circa 20 luni după confecţionarea aparatului. Diferenţa între cele două caracteristici este indicată în tabela 1, unde cu R_2 s-a notat rezistenţa măsurată după 20 luni de la măsurarea lui $R_1 \cdot R_{1c}$ este valoarea lui R, luată din curbele figurii 2, la temperatura T_2.

Abaterea maximă a caracteristicilor termistoarelor se încadrează, după cum se vede în tabelă, în limitele clasei de precizie a aparatelor cu care s-a măsurat rezistenţa termistorului (1%).

6. Extinderea domeniului de măsurare

Pentru a acoperi un domeniu de temperaturi mai mare, cu o aceeaşi sensibilitate şi precizie se poate realiza un termometru cu două scări de temperatură. În acest fel se pot măsura temperaturi pînă în apropierea limitei de 60—65° C, iar în domeniul negativ la circa —15° C. Schema

aparatului va fi în aceste condiţii cea din figura 8. Noul montaj poate fi realizat în două variante — fie cu două scări distincte — în care caz avem practic, două punţi care folosesc acelaşi microampermetru (cu două scări distincte pe cadran) — fie cu o singură scară

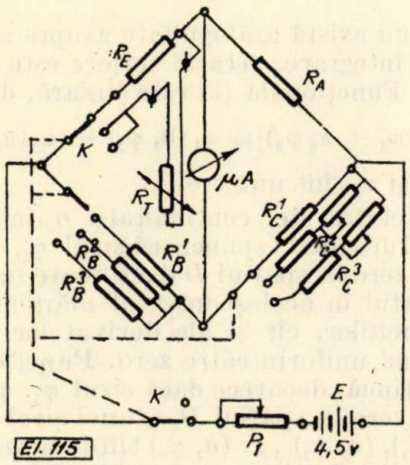


Fig. 8. Extinderea domeniului de măsură.

extinsă — luîndu-se în considerare separat fiecare domeniu de temperaturi de măsurat. În calcule, rezistenţa R_A se alege convenabil aşa încît trecerea de la un domeniu de măsurare la altul să se efectueze prin comutarea a numai două din braţele punţii : (R_C şi R_B).

7. Concluzii

Termometrul proiectat şi realizat are performanţe corespunzătoare. Eroarea sa este inferioară lui 0,5° C, lucru ce se consideră satisfăcător (clasa 1,5). (Verificarea erorii s-a făcut cu un termometru etalon.)

Experimentările realizate cu prototipurile menţionate au permis să se tragă concluzia că principiul adoptat şi realizarea practică a aparatului au fost judicioase. Utilizarea termometrelor construite, la lucrările de cercetare din cadrul I.R.M.E. a fost deosebit de fructuoasă. Urmează ca prototipul cu scară extinsă să fie utilizat la măsurarea temperaturii cablurilor subterane, la determinarea conductibilităţii electrice a solului etc.

Bibliografie

[1] *Felea, I.* ş.a. Circuite cu tranzistoare în industrie. Proiectare, scheme. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[2] *Turicin, A.I.* Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[3] *Neceaev, K. G.* şi *Udalov, N. P.* Rele i datciki s poluprovodnicovîh termosoprotivleniah. Moscova-Leningrad Gosenergoizdat, 1961.

[4] *Volkov, M. I.* Elektriceskie termometri dlia izmerenia temperaturî zemli i kabeliah. În : Elektriceskie stanţii, nr. 4, 1963, p. 53—55.

[5] *Bollohin, N.* Termosup. În : Radio, nr. 10, 1961, p. 32—33.

[6] *Svetlanov, L.* Elektriceskie termometri. În : Radio, nr. 7, 1963, p. 28—31.

[7] *Neceaev, K. G.* şi *Udalov, M. I.* Poluprovodnikovîe termo-soprotivlenia v sistemah avtomatiki. Biblioteka po avtomatike, vol. 29.

[8] * * * Piese radio şi elemente semiconductoare. Catalog I.P.R.S., 1965.

[9] *Kulikovski, A. A.* Îndreptar de radio-electronică. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

Intrat în redacţie la 5.XII.1967

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Unele aplicații ale teoriei distribuțiilor la studiul rețelelor electrice

Nicolae Racoveanu * — București

CZ 621.3.066.6 : 621.3.011.3

Deoarece în ultimul timp au apărut numeroase lucrări în legătură cu teoria distribuțiilor și cu diferitele ei aplicații, în acest articol ne propunem să popularizăm cîteva din ideile cu aplicativitate imediată la studiul rețelelor electrice liniare.

Presupunînd că acest articol se adresează unor cititori care nu au intrat încă în contact cu teoria distribuțiilor, vom introduce, în prealabil, cîteva din noțiunile elementare, subordonînd rigurozitatea, scopului de a justifica exemplele de aplicații prezentate în continuare.

Fie D spațiul funcțiilor complexe de o variabilă reală $\varphi(t)$, care au următoarele proprietăți :

— admit derivate continue de orice ordin ;

— se anulează în afara unui interval mărginit (au suport compact).

Funcțiile $\varphi(t)$ vor fi denumite „fundamentale", iar spațiul D, „spațiul fundamental". Spațiul D este un spațiu liniar, deoarece funcțiile φ pot fi însumate și înmulțite cu numere reale, obținîndu-se tot funcții fundamentale.

În general, funcțiile φ nu sînt exprimabile prin funcții elementare; pentru a prezenta totuși un exemplu, observăm că funcția :

$$\varphi = \begin{cases} e^{-\frac{1}{a^2-t^2}} & -a \leqslant t \leqslant a \\ 0 & |t| > |a| \end{cases}$$

îndeplinește condițiile unei funcții fundamentale.

Se numește „distribuție' orice funcțională liniară și continuă pe spațiul D. Distribuțiile se mai numesc și „funcții generalizate", în sensul că ele pot fi privite ca o generalizare a noțiunii de „funcție".

Ca exemplu, funcționala :

$$(u, \varphi) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t)\, \varphi(t)\, dt \qquad (1)$$

este o distribuție pe axa reală R. Presupunînd că u este local integrabilă, integrala are sens, deoarece φ are suport compact. Pentru simplificarea notației, formula (1) o vom scrie mai departe în modul următor :

$$(u, \varphi) = \int_R u\varphi. \qquad (2)$$

Dacă nu există ambiguitate asupra argumentului de integrare, această scriere este mai economică. Funcționala (2) este liniară, deoarece :

$$(u, \alpha_1 \varphi_1 + \alpha_2 \varphi_2) = \alpha_1 (u, \varphi_1) + \alpha_2 (u, \varphi_2),$$

unde α_1 și α_2 sînt numere.

Proprietatea de continuitate o introducem în modul următor : spunem că șirul $\varphi_1, \varphi_2 \ldots \varphi_n$ tinde la zero în spațiul D dacă toate funcțiile φ au suportul în același interval mărginit și atît șirul funcțiilor, cît și ale derivatelor de orice ordin tind uniform către zero. Funcționala (2) este continuă, deoarece dacă șirul $\varphi_1, \varphi_2, \ldots \varphi_n$ tinde la zero în spațiul D, atunci șirul numerelor $(u, \varphi_1), (u, \varphi_2) \ldots (u, \varphi_n)$ tinde la zero.

Dacă distribuția este definită de o funcție, se spune că este o distribuție de tip funcție; aceasta este o particularizare, deoarece, în general, distribuțiile nu sînt definite de funcții.

Iată cîteva exemple de distribuții de tip funcție, întîlnite în aplicații practice :

O constantă K definește o distribuție de tip funcție :

$$(K, \varphi) = \int_R \varphi.$$

În particular, unitatea definește o distribuție de tip funcție :

$$(1, \varphi) = \int_R \varphi.$$

Funcția treaptă Heaviside :

$$h(t) = \begin{cases} 1 \text{ pentru } t \geqslant 0 \\ 0 \text{ pentru } t < 0 \end{cases}$$

definește o distribuție de tip funcție, pe care o vom denumi „distribuție treaptă Heaviside" :

$$(h, \varphi) = \int_R h\varphi = \int_0^\infty \varphi = \int_{R_+} \varphi. \qquad (3)$$

Am notat cu R_+ semiaxa pozitivă.

Exemplu de distribuție care nu este de tip funcție este distribuția Dirac concentrată în punctul τ (vom spune și „distribuția impuls") :

$$(\delta_\tau, \varphi) = \varphi(\tau). \qquad (4)$$

Distribuția Dirac nu este de tip funcție în sensul că nu există o funcție u care, introdusă în funcționala (2), să dea (4).

Distribuția δ_τ este nulă pe orice interval deschis care nu conține punctul $t = \tau$.

* Dr. ing. *N. Racoveanu* este profesor la Catedra de automatică, electronică și electrotehnică din I.P.G.G. - București.

Derivarea distribuțiilor se face după următoarea regulă : aplicăm regula de integrare prin părți și ținem seamă că φ' are suport compact. Rezultă :

$$(u', \varphi) = -(u, \varphi') = -\int_R u\varphi' = \int_R u'\varphi. \quad (5)$$

De exemplu, derivata distribuției treaptă este distribuția impuls :

$$(h', \varphi) = -(h, \varphi') = -\int_{R_+} \varphi' = \varphi(0) = (\delta, \varphi). \quad (6)$$

Am notat cu δ distribuția impuls pentru $t = 0$.

Derivata distribuției impuls este :

$$(\delta'_\tau, \varphi) = -(\delta_\tau, \varphi') = -\varphi'(\tau). \quad (7)$$

Derivarea distribuțiilor de tip funcție prezintă o importanță practică deosebită. Fie u o funcție definită în R, care are derivata continuă peste tot, cu excepția unui punct T_0, în care u are o discontinuitate de specia I, cu saltul :

$$\lambda = u(t_0 + 0) - u(t_0 - 0).$$

Să calculăm derivata distribuției generată de u. Avem succesiv :

$$(u', \varphi) = -(u, \varphi') = -\int_R u\varphi' = -$$

$$-\int_{-\infty}^{t_0} u\varphi' - \int_{t_0}^{+\infty} u\varphi' = -u\varphi\Big|_{-\infty}^{t_0} +$$

$$+\int_{-\infty}^{t_0} u'\varphi - u\varphi\Big|_{t_0}^{+\infty} + \int_{t_0}^{+\infty} u'\varphi =$$

$$= \int_R u'\varphi + \varphi(t_0)\,[u(t_0 + 0) - u(t_0 - 0)].$$

Am obținut deci formula importantă :

$$(u', \varphi) = (u + \lambda\delta_{t_0}, \varphi), \quad (8)$$

adică, pentru distribuțiile de tip funcție, derivata distribuției este distribuția generată de derivata funcției, plus saltul în punctul de discontinuitate înmulțit cu distribuția impuls concentrată în punctul de salt. Această generalizare este foarte importantă, deoarece ne dă posibilitatea să extindem noțiunea de derivată și la funcțiile cu discontinuități de specia I, ceea ce prezintă o mare însemnătate în aplicațiile electrice. Cea mai simplă aplicație este următoarea :

Un condensator de capacitate constantă C este încărcat și are la borne tensiunea constantă U_0 ; curentul care apare cînd condensatorul este pus brusc la tensiunea U_1 se determină în modul următor : tensiunea la bornele condensatorului este :

$$u = (U_1 + U_0)\,h.$$

Curentul prin condensator este dat de :

$$i = C\frac{du}{dt}.$$

În cadrul clasic, derivata lui u este zero, cu excepția punctului $t = 0$, unde u nu este derivabilă, (deoarece este discontinuă).

Interpretată însă în distribuții, în conformitate cu (6) avem :

$$(i, \varphi) = (C(U_1 - U_0)\,\delta, \varphi).$$

Așadar, prin încărcarea (sau descărcarea) bruscă a condensatorului, apare un impuls de curent care nu mai poate fi reprezentat printr-o funcție, ci printr-o distribuție impuls Dirac.

În mod similar se procedează pentru cazul dual $u = L\frac{di}{dt}$, unde L este inductanța constantă a unei bobine. La o variație în treaptă a curentului rezultă un impuls de tensiune reprezentabil prin distribuția impuls Dirac.

Se definește, de asemenea, și primitiva unei distribuții, și anume : se numește o primitivă a lui f orice distribuție g așa fel încît :

$$g' = f.$$

Această condiție revine la :

$$(g', \varphi) = -(g, \varphi') = (f, \varphi). \quad (9)$$

În cele ce urmează vom introduce notația :

$$Dy$$

pentru derivarea în sensul distribuțiilor și :

$$\frac{d}{dt}y$$

pentru derivata în sens clasic.

Interesante aplicații decurg din proprietățile produsului de convoluție în distribuții. Fie $(u(t)$ și $g(t)$ funcții care satisfac cerințele produsului de convoluție (clasic) :

$$i(t) = \int_0^t u(t - \tau)\,g(\tau)\,d\tau. \quad (10)$$

Se numește produs de convoluție în distribuții :

$$i = g * u,$$

unde i, g și u sînt distribuții de tip funcție. Astfel definit, produsul de convoluție are următoarele proprietăți :

$$\begin{cases} u * v = v * u & \text{comutativitate} \\ u * (v * \omega) = (u * v) * \omega & \text{asociativitate} \\ u * (v + \omega) = u * v + u * \omega & \text{distributivitate} \end{cases} \quad (11)$$

Produsul de convoluție în care apare și o distribuție care nu este de tip funcție îl intro-

ducem numai pe cazul distribuțiilor care îndeplinesc următoarele condiții :

— au suport pozitiv (R_+) ;

— reprezintă derivata (în sens distribuții) de un anumit ordin, a unei funcții cu suport pozitiv.

De exemplu, distribuția impuls este derivata distribuției treaptă, care este de tip funcție (și este derivata a doua a funcției „rampă") :

$$\delta = Dh = D^2R(t),$$

unde :

$$R(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ t & t \geqslant 0 \end{cases}$$

și, introducînd în (10), rezultă :

$$D\int_0^t h(t-\tau)f(\tau)\,\alpha\tau = D\int_0^t f(\tau)\,\alpha\tau = f(t).$$

De aici rezultă proprietatea importantă :

$$u * \delta = u, \tag{12}$$

adică distribuția δ este element neutru pentru produsul de convoluție.

Pe o cale similară poate fi verificată și următoarea proprietate :

$$u * \delta' = u'. \tag{13}$$

În particular, rezultă :

$$h * \delta' = h' = \delta, \tag{14}$$

adică h și δ' sînt una inversa celeilalte.

Dacă două distribuții F_1 și F_2 reprezintă derivatele de ordinul m, respectiv n, ale unor funcții cu suport pozitiv f_1 și f_2, atunci produsul de convoluție este definit ca :

$$F_1 * F_2 = D^{m+n}(f_1 * f_2),$$

unde D reprezintă operatorul de derivare în sens distribuții.

Pe baza existenței elementului neutru și a legilor de comutativitate, asociativitate și distributivitate se poate conchide că în algebra de convoluție sînt valabile rezultatele generale ale algebrelor comutative cu element unitate. Prin urmare, ecuația :

$$z * i = u \tag{15}$$

admite soluția :

$$i = z^{-1} * u. \tag{16}$$

Dacă există z^{-1} astfel încît $z * z^{-1} = \delta$, atunci z^{-1} este unic. Este valabilă, de asemenea, următoarea teoremă, enunțată fără demonstrație : algebra de convoluție este o algebră fără divizori ai lui zero, adică dacă avem :

$$u * i = 0, \text{ atunci } u = 0 \text{ sau } i = 0. \tag{17}$$

În studiul rețelelor electrice se utilizează mult transformata Laplace. În condițiile distribuțiilor care reprezintă derivata de un ordin convenabil a unei funcții f se numește transformata Laplace a unei distribuții :

$$\mathfrak{L}(u) = p^k \mathfrak{L}(f), \tag{18}$$

dacă : $u = D^k f$.

De exemplu, derivata de ordinul k al lui δ este :

$$\delta^{(k)} = D^{k+1}h \tag{19}$$

și, pe baza definiției (18), avem :

$$\mathfrak{L}(\delta^{(k)}) = p^{k+1}\frac{1}{p} = p^k. \tag{20}$$

Teorema clasică a produsului de convoluție devine în distribuții :

$$\mathfrak{L}(z * i) = (\mathfrak{L}z)(\mathfrak{L}i). \tag{21}$$

Aceasta permite calculul practic al inversului din (16), deoarece :

$$\begin{cases} \mathfrak{L}i = (\mathfrak{L}z^{-1})(\mathfrak{L}u), \text{ adică} \\ \mathfrak{L}z^{-1} = \dfrac{\mathfrak{L}i}{\mathfrak{L}u} \end{cases} \tag{22}$$

și problema se reduce la găsirea originalului lui $\mathfrak{L}z^{-1}$.

Aceasta constituie, de altfel, și o metodă mai simplă pentru rezolvarea ecuațiilor integrale de convoluție de tipul (10).

Rezolvarea directă a ecuațiilor diferențiale liniare cu coeficienți constanți, în algebra de convoluție, se deduce din următorul exemplu :

fie ecuația :

$$z * i = u,$$

unde z și u sînt date și se caută i. Soluția elementară se determină punînd în membrul drept $u = \delta$,

deci :

$$z * i_E = \delta,$$

unde i_E este soluția elementară. Ținînd seamă că z^{-1} există și este unic, avem mai departe :

$$i_E = \delta * z^{-1} = z^{-1}.$$

Din ecuația dată inițial deducem :

$$i = z^{-1} * u$$

și înlocuind pe z^{-1} din precedenta, rezultă :

$$i = i_E * u. \tag{23}$$

Acest rezultat va fi utilizat în aplicațiile ulterioare.

După această introducere cu caracter matematic vom da în continuare exemple ilustrative, care pun în valoare, în special proprietățile algebrei de convoluție.

Un rezistor de rezistență R (constantă) este pus sub tensiune la borne u și este parcurs de curentul i. Cu regula de asociere de la dipolul receptor avem :

$$u = Ri$$

sau, în baza formulei (12), interpretînd relația de mai sus în distribuții :

$$u = R\delta * i.$$

Avem, de asemenea :

$$i = G\delta * u, \tag{24}$$

unde $G = \frac{1}{R}$.

La o bobină cu inductanța proprie L (constantă) avem :

$$u = L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}.$$

Interpretată în distribuții, această relație devine :

$$u = L\delta' * i \tag{25}$$

în conformitate cu (13). Dacă înmulțim ambii membri ai ecuației cu h și ținem seamă de (14) rezultă :

$$i = \frac{1}{L} h * u. \tag{26}$$

Pentru un condensator de capacitate C (constantă) avem :

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}.$$

În distribuții rezultă :

$$i = C\delta' * u \tag{27}$$

și, procedînd ca în cazul precedent, avem mai departe :

$$u = \frac{1}{C} h * i. \tag{28}$$

Pentru un dipol R, L, C (constante) în serie rezultă :

$$u = \left(R\delta + L\delta' + \frac{h}{C}\right) * \mathrm{i} \tag{29}$$

și cu notația :

$$z = R\delta + L\delta' + \frac{h}{C}, \tag{30}$$

avem :

$$u = z * i. \tag{31}$$

Aici z nu este o distribuție de tip funcție.

Inversul lui z rezultă prin aplicarea transformatei Laplace :

$$\mathfrak{L}y = \frac{1}{R + pL + \frac{1}{pC}} = \frac{p}{L\left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}\right)}, \tag{32}$$

unde $y = z^{-1}$, iar y este originalul dat de această expresie.

Se deduce și analogul teoremelor impedanțelor echivalente, respectiv admitanțelor echivalente.

1. Pentru n impedanțe conectate în serie avem :

$$u = z_1 * i + z_2 * i + \ldots + z_n * i = \sum_1^n z_k * i.$$

2. Pentru n admitanțe conectate în paralel avem :

$$i = y_1 * u + y_2 * u + \ldots + y_n * u = \sum_1^n y_k * u,$$

ceea ce se poate verifica ușor pe baza proprietăților (11).

Teoremele lui Kirchhoff au o formulare imediată :

$$\begin{cases} \sum i = 0 \\ \sum e = \sum (z * i) \end{cases} \tag{33}$$

Teorema ochiurilor fundamentale capătă forma :

$$\begin{aligned} z_{11} * i_1 + \ldots + z_{1n} * i_n &= e_1 \\ &\vdots \\ z_{n1} * i_1 + \ldots + z_{nn} * i_n &= e_n. \end{aligned}$$

Evident, pentru cuplajele inductive vom avea :

$$z_{ij} = M\delta'.$$

În scriere matricială se prezintă analog cu expresia clasică :

$$Z * I = E, \tag{34}$$

unde produsul de convoluție este definit între matricea pătrată Z și vectorul curent I.

Procedeul se poate extinde fără dificultate și la alte teoreme care se referă la rețele cu parametrii constanți localizați.

Pentru a sublinia valoarea aplicativă a celor expuse vom lua un exemplu din cele mai simple. Circuitul din figura 1 duce la ecuația :

$$\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{R}{L} i = -\frac{M}{L}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}. \tag{35}$$

Curentul i_1 fiind dat, se cere să se afle curentul i în condiții inițiale nule. Pentru punerea în evidență a avantajelor aplicative ale distribuțiilor să rezolvăm mai întîi problema cu ajutorul transformatei Laplace în cadrul clasic. Avem :

$$\begin{aligned} p\mathfrak{L}i - i(+0) + \frac{R}{L}\mathfrak{L}i = \\ -\frac{M}{L}[p\mathfrak{L}i_1 - i_1(+0)]. \end{aligned} \tag{36}$$

Considerarea valorii inițiale ca limita la dreapta în origine este obligatorie, ea decurgînd direct din definiția transformatei Laplace.

Pentru cazul cînd $i_1 = I_0 h(t)$ rezultă :

$$\left(p + \frac{R}{L}\right) \mathfrak{L}i - i(+0) = 0,$$

deoarece $h(+0) = 1$. Problema este dată cu condiții inițiale nule. Dacă considerăm că aceasta înseamnă $i(+0) = 0$, atunci soluția căutată este $i = 0$, ceea ce nu corespunde realității fizice. Dacă considerăm că imaginea derivatei lui $h(t)$ este 1, și că $i(+o) = 0$, atunci avem :

$$\left(p + \frac{R}{L}\right) \mathfrak{L}i = -\frac{M}{L} I_0,$$

$$\text{de unde } i = -\frac{M}{L} I_0 \, e^{-\frac{R}{L}t},$$

ceea ce reprezintă soluția corectă. Aici însă au rămas neclare două aspecte :

— $h(t)$ are derivata nulă, cu excepția originii unde nu este derivabilă ; cu toate acestea am considerat $\mathfrak{L}h' = 1$;

— am presupus $i(+o) = 0$ și a rezultat $i(+0) = -\frac{M}{L} I_0$.

Aceste inconsecvențe sînt cauzate de faptul că am utilizat transformata Laplace în afara cadrului de definiție și arată că acest cadru trebuie lărgit pe baza unei generalizări. La această exigență răspunde teoria distribuțiilor. Într-adevăr, să rezolvăm mai întîi problema pusă în acest exemplu, printr-o metodă directă, utilizînd relațiile (5), (6) și (8), care exprimă derivata în sens distribuții. Cu notația introdusă ulterior avem :

$$Di = \frac{di}{dt} + [i(+0) - i(-0)]\,\delta$$

și, de asemenea :

$$Di_1 = \frac{di_1}{dt} + [i_1(+0) - i_1(-0)]\,\delta.$$

Introducînd acestea în (35), se obține :

$$Di - [i(+0) - i(-0)]\,\delta + \frac{R}{L} i = -$$

$$-\frac{M}{L}[Di_1 - (i_1(+0) - i_1(-0))\delta].$$

Pentru ca egalitatea să se verifice trebuie ca pentru distribuțiile de tip funcție să avem :

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L} i = -\frac{M}{L}\frac{di_1}{dt}, \qquad (37)$$

iar termenii distribuție să satisfacă ecuația

$$i(+0) - i(-0) = -\frac{M}{L}[i_1(+0) - i_1(-0)].$$

Pentru cazul $i_1 = I_0 h$, și deoarece $i(-0) = i_1(-0) = 0$ (în virtutea suportului pozitiv rezultă :

$$i(+0) = -\frac{M}{L} I_0$$

și cu aceasta soluția ecuației (37) devine

$$i = -\frac{M}{L} I_0 \, e^{-\frac{R}{L}t}.$$

Cu alte cuvinte rezultatul este :

$$i = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t < 0 \\ -\frac{M}{L} I_0 \, e^{-\frac{R}{L}t} & \text{pentru } t \geqslant 0 \end{cases} \qquad (38$$

În interpretarea dată derivatei în distribuții saltul din origine rezultă direct, fără nici o inconsecvență din punct de vedere matematic.

Să rezolvăm acum aceeași problemă, utilizînd algebra de convoluție. Avem :

$$\left(\delta' + \frac{R}{L}\delta\right) * i = -\frac{M}{L}\,\delta' * I_0 h = -\frac{M}{L} I_0 \delta, \qquad (39)$$

deoarece : $\delta' * h = \delta$.

Aplicînd transformata Laplace, definită în distribuții, conform cu (18), avem :

$$\left(p + \frac{R}{L}\right) \mathfrak{L}i = -\frac{M}{L} I_0,$$

de unde se obține (38).

Iată acum un exemplu care pune în valoare metodele algebrei de convoluție. Fie :

$$i_1 = Q_1 \delta - Q_2 \delta_\tau, \qquad (40)$$

unde δ_τ este distribuția impuls concentrată în punctul $t = \tau$.

Pe baza circuitului din figura 1 rezultă ecuația :

$$(R\delta + L\delta') * i = -M\delta' * (Q_1\delta - Q_2\delta_\tau)$$

sau : (41)

$$\left(\delta' + \frac{R}{L}\delta\right) * i = -\frac{M}{L}(Q_1\delta' - Q_2\delta'_\tau).$$

Se caută soluția elementară a ecuației :

$$\left(\delta' + \frac{R}{L}\delta\right) * i_E = \delta$$

și rezultă direct :

$$i_E = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t < 0 \\ e^{-\frac{R}{L}t} & \text{pentru } t \geqslant 0. \end{cases} \qquad (42)$$

Conform cu cele stabilite în (23) avem mai departe :

$$i = -\frac{M}{L} i_E * (Q_1 \delta' - Q_2 \delta'_\tau) = -$$

$$= -\frac{M}{L} Q_1 Di_E(t) + \frac{M}{L} Q_2 Di_E(t-\tau),$$

deoarece :

$$i_E * \delta'_\tau = Di_E(t-\tau).$$

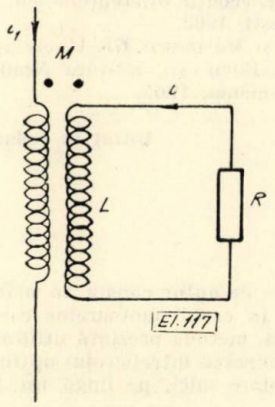


Fig. 1

Efectuînd derivarea în sens distribuții, rezultă :

$$i = \begin{cases} 0 & \text{pentru } t < 0 \\ \frac{M}{L} Q_1 \left(\frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L} t} - \delta \right) & \text{pentru } 0 \leqslant t < \tau \\ \frac{MR}{L^2} e^{-\frac{R}{L} t} (Q_1 - Q_2 e^{-\frac{R}{L}\tau}) - & \\ \quad - \frac{M}{L} Q_2 \delta_\tau & \text{pentru } t \geqslant \tau \end{cases}$$

Un exemplu interesant este cazul cînd membrul drept al ecuației (35) este o distribuție periodică. Se dă :

$$i_1 = I \sin \omega t, \text{ unde } \sin \omega t =$$

$$= \begin{cases} +1 \text{ pentru } KT < t < Kt + \frac{T}{2} \\ -1 \text{ pentru } KT + \frac{T}{2} < t < (K+1)T \\ K = 0, 1, 2 \ldots \end{cases}$$

Deoarece în punctele de discontinuitate saltul este $2I$, derivata lui i_1 este :

$$Di_1 = (-1)^n 2I \sum_0^\infty \delta_{t_n},$$

$$t_n = 0, \frac{T}{2}, T, 3\frac{T}{2}, 2T, \ldots$$

Soluția periodică a ecuației (35) se caută în acest caz cu discontinuități în punctele t_n, prin urmare vom avea :

$$Di = \frac{di}{dt} + \sum_0^\infty [i(t_n + 0) - i(t_n - 0)] \delta_{t_n} .$$

Introducînd în (35), se obține :

$$i(KT + 0) - i(KT - 0) = -\frac{M}{L} 2I;$$

$$i\left(KT + \frac{T}{2} + 0\right) - i\left(KT + \frac{T}{2} - 0\right) = +\frac{M}{L} 2I.$$

Cunoscînd salturile în punctele de discontinuitate și ținînd seamă că soluția este de forma :

$$i = A e^{-\frac{R}{L}(t - KT)} \quad \text{pentru } KT < t < KT + \frac{T}{2}$$

și, de asemenea :

$$i = B e^{-\frac{R}{L}\left(t - KT - \frac{T}{2}\right)} \text{ pentru } KT + \frac{T}{2} < t < (K+1)T$$

pe baza periodicității se deduce :

$$\begin{cases} A - B e^{-\frac{RT}{2L}} = -2I \frac{M}{L} \\ B - A e^{-\frac{RT}{2L}} = 2I \frac{M}{L} \end{cases}$$

și rezolvînd sistemul, se obține :

$$\begin{cases} A = -2I \frac{M}{L} \frac{1}{1 + e^{-\frac{RT}{2L}}} \\ B = 2I \frac{M}{L} \frac{1}{1 + e^{-\frac{RT}{2L}}} \end{cases} \tag{43}$$

Constantele A și B fiind determinate, rezultă direct soluția periodică.

Aplicarea algebrei de convoluție duce la următoarea ecuație :

$$\left(\delta' + \frac{R}{L}\delta\right) * i = -\frac{M}{L} \delta' * I \sin \omega t$$

sau :

$$\left(\delta' + \frac{R}{L}\delta\right) * i = 2\frac{MI}{L}\left[-\frac{1}{2}\delta + \sum_1^\infty (-1)^{n+1} \delta_{t_n}\right].$$

Soluția elementară fiind (42), rezultă mai departe :

$$i = 2\frac{MI}{L}\left[-e^{-\frac{R}{L}t} + \sum_1^\infty (-1)^{n+1} e^{-\frac{R}{L}\left(t - n\frac{T}{2}\right)}\right],$$

prin urmare soluția este :

$$i = \begin{cases} 0 \text{ pentru } t < 0 \\ 2\frac{MI}{L}\left[-\frac{1}{2}e^{-\frac{R}{L}t} + \sum_{1}^{\infty}(-1)^{n+1}e^{-\frac{R}{L}\left(t-n\frac{T}{2}\right)}\right] \\ \qquad \text{pentru } n\frac{T}{2} < t < (n+1)\frac{T}{2}, \\ n = 1, 2, 3... \end{cases}$$

Aceasta este soluția completă, adică pentru regimul tranzitoriu și permanent, în regim permanent soluția fiind periodică.

În concluzie, deși exemplul ales nu a dus la rezultate noi față de cele care pot fi obținute în cadrul clasic, el a putut prilejui o dovadă a valorii metodice oferite de teoria distribuțiilor.

Bibliografie

[1] *Doležal, V.* Dynamics of linear systems. Praga, Czechoslovak Akademy of Sciences, 1963.

[2] *Cristescu, R.* Elemente de analiză funcțională și teoria distribuțiilor. București, Editura tehnică, 1966.

[3] *Ghelfand, I. M.* și *Silov, G. E.* Obobșcionîe funcții i dieistvia nad nimi. Moscova, Gosudarstveniie izdatelstvo fizico-matematicescoi literaturî, 1958.

[4] *Wexler, D.* Soluții periodice și aproape periodice ale sistemelor de ecuații diferențiale cu impulsuri. Disertație. București, 1965.

[5] *Cristescu, R.* și *Marinescu, Gh.* Unele aplicații ale teoriei distribuțiilor. București, Editura Academiei Republicii Socialiste România, 1965.

Intrat în redacție la 26.X.1967

NOTĂ

CZ 621.313.333.017.2/3

Completări la articolul „Noi contribuții la determinarea și reducerea pierderilor suplimentare din motoarele asincrone trifazate", de ing. *I. Babuția*

În articolul cu titlul de mai sus, publicat în revista Electrotehnica, nr. 9 din 1966, p. 301—310, s-au arătat, atît teoretic, cît și practic, rezultatele obținute de autor în studiul privitor la determinarea și reducerea pierderilor suplimentare în gol și în sarcină la motoarele asincrone trifazate cu rotorul în colivie.

Procedeul dedus de autor consta în mărirea întrefierului prin restrunjire. În cazul motoarelor care se proiectează pentru prima dată, metoda prezintă utilitate prin aceea că servește la determinarea întrefierului optim, care să asigure pierderi suplimentare mici, pe lîngă un factor de putere convenabil.

La data publicării acestui studiu, lucrările experimentale nu erau finalizate. Din acest motiv credem că este de folos prezentarea tabelei 1, unde sînt reproduse rezultatele experiențelor efectuate la cîteva motoare. Se poate vedea că abaterile față de o variație pătratică a pierderilor suplimentare în raport cu mărirea întrefierului sînt sub 4,75%.

Tabela 1

Nr. crt.	Tipul motorului	Puterea nominală, kW; turația sincronă, rot/min.	Pierderile suplimentare, W: inițiale P_{si}	Pierderile suplimentare, W: finale P_{sf}	Reducerea pierderilor suplimentare, % $\Delta p_s = \frac{P_{si}-P_{sf}}{P_{si}}100$	Raportul pierderilor suplimentare inițiale și cele finale $r_p = \frac{P_{si}}{P_{sf}}$	Întrefierul, mm: inițial δ_i	Întrefierul, mm: final δ_f	Raportul dintre întrefierul final și cel inițial $r_\delta = \frac{\delta_f}{\delta_i}$	$r_\delta^2 = \left(\frac{\delta_f}{\delta_i}\right)^2$;	$\varepsilon = \frac{r_p - r_\delta^2}{r_p}100\%$
1	ASI 160 S/6	5,5/1 000	460	290	37,0	1,585	0,33	0,405	1,23	1,51	+4,74
2	ASI 160 S/4	10/1 500	586	414	29,3	1,410	0,38	0,46	1,21	1,47	−4,25
3	ASI 160 M/2	13/3 000	698	557	20,2	1,250	0,55	0,605	1,10	1,21	+3,20
4	ASI 180 S/6	10/1 000	480	380	20,8	1,265	0,40	0,45	1,12	1,265	0

RECENZII

CZ 517.947 : 511.12 : 621.3

I. BABUŠKA, M. PRAGER ȘI E. VIFASEK. **Procese numerice în ecuațiile diferențiale** (Numerical Processes in Differential Equations). Londra, New York, Sydney, John Wiley Sons. Inc., 1966, 251 pag.

Această carte constituie o versiune revăzută și îmbunătățită a ediției cehe, publicată în 1958 și este dedicată analizei teoretice și analizei numerice a unor probleme tehnice care duc la rezolvarea de ecuații diferențiale și cu derivate parțiale. În lucrare sînt expuse unele metode numerice de rezolvare a ecuațiilor diferențiale, care prezintă interes practic și sînt examinate cîteva metode de calcul cu ajutorul calculatoarelor digitale, împreună cu algoritmele respective. Cartea conține, de asemenea, numeroase exemple numerice.

Pentru scurtarea și simplificarea expunerii, autorii au omis în mod deliberat analiza specială a fenomenelor privind calculul în virgulă mobilă, concentrîndu-și atenția asupra problemelor comune calculului în virgulă fixă și mobilă. Pentru citirea, înțelegerea și utilizarea lucrării nu este necesară o experiență practică în domeniul calculului numeric cu ajutorul calculatoarelor, însă cunoașterea acestui domeniu este de un real ajutor.

Înainte de a prezenta cuprinsul acestei cărți este necesar să atragem atenția că studiul proceselor numerice în ecuațiile diferențiale este legat de rezolvarea unor probleme de mare

interes practic, cum ar fi : optimizarea soluțiilor numerice, stabilitatea numerică și studiul siguranței în funcționare.

Atunci cînd se dă o problemă matematică tehnică și se caută rezolvarea ei cu ajutorul unui calculator electronic, de cele mai multe ori se cere să se selecteze cea mai bună soluție numerică. Pentru aceasta este însă nevoie să se găsească cea mai bună metodă numerică. Astfel de probleme pot apărea la determinarea soluției optime în proiectarea unui nou produs electrotehnic, a unei scheme electrice sau electronice ș.a.m.d.

Dar în timpul realizării procesului de calcul numeric pot apărea perturbații, tot așa cum în timpul unei transmisii telefonice, aceasta este perturbată de zgomot. În ceea ce privește siguranța în executarea calculului numeric, aceasta depinde în mai mică măsură de considerațiile teoretice, cît și de utilajul de calcul utilizat.

Cartea conține șase capitole. Primul capitol „Introducere", tratează problemele optimizării, stabilității și siguranței în funcționare.

Capitolul al doilea : „Stabilitatea proceselor numerice și procese ale optimizării calculului", arată diferența între un proces de calcul numeric stabil și unul instabil. Se dau, de asemenea, aplicații practice privind stabilitatea numerică. O altă problemă importantă tratată este aceea a estimării asimptotice, în raport cu stabilitatea numerică.

Capitolul al treilea este intitulat : „Probleme cu condiții inițiale pentru ecuații diferențiale ordinare". Sînt expuse formule de calcul cu diferențe, de uz curent, metode de tip Runge-Kutta de diferite ordine, ca și estimarea erorii pentru metoda Runge-Kutta și estimarea asimptotică.

Capitolul al patrulea : „Probleme cu valori la limită pentru ecuații diferențiale ordinare", conține transformarea unei probleme la limită într-o problemă cu condiții inițiale, metoda diferențelor finite, metode variaționale și stabilitatea proceselor numerice pentru soluționarea problemelor la limită.

În capitolul al cincilea : „Probleme la limită pentru ecuații cu derivate parțiale de tip eliptic", se expune metoda diferențelor finite și aplicarea ei la rezolvarea ecuațiilor eliptice. Se examinează metode variaționale pentru ecuații eliptice.

În ultimul capitol, al șaselea, intitulat „Ecuații cu derivate parțiale de tip parabolic" se examinează aplicarea metodelor cu diferențe finite la rezolvarea ecuațiilor parabolice.

Cartea mai conține o bibliografie și un index.

Înainte de a se trage cîteva concluzii asupra utilității acestei lucrări, se reamintește că știința calculului se bazează în oarecare măsură și pe intuiție, pricepere, experiență și sensul dat calculului. Dar înainte de toate, un bun calculator trebuie să cunoască perfect bazele analizei numerice și metodele moderne de calcul, inclusiv cele care utilizează calculatoarele digitale.

Cartea celor trei specialiști cehi, tradusă în mai multe limbi, are calitatea de a oferi o bază reală și solidă pentru învățarea și aprofundarea problemelor legate de tehnicile de calcul numerice și de aplicarea acestora în tehnică. Ea va fi utilă cercetătorilor, inginerilor proiectanți și cadrelor didactice care lucrează în electrotehnică, electronică, automatică și în domeniile înrudite.

Fl. Stănciulescu

CZ 621.319.4.001/2 : 621.312

V. T. RENNE ș.a. **Calculul și construcția condensatoarelor** (Rasciot i konstruirovanie kondensatorov). Kiev, Tehnika, 1966, 325 pag., 164 fig.

Cartea se referă la condensatoarele folosite atît în tehnica curenților tari, cît și a curenților slabi.

De menționat că lucrările apărute pînă acum în literatura tehnică mondială în domeniul condensatoarelor se referă în general la problemele teoretice, constructive sau de încercări dielectrice. Mai puțin sînt tratate aspectele calculului pentru diferitele tipuri de condensatoare.

Prof. V. T. Renne, șeful catedrei de cabluri și condensatoare de la Institutul politehnic din Leningrad, este considerat ca unul din marii specialiști din domeniul condensatoarelor.

Primul capitol se referă la problemele generale ale calculului condensatoarelor. În primul rînd se precizează principalele caracteristici dielectrice care influențează asupra calculului dimensional și electric și termic.

Cum este și firesc, problema rigidității dielectrice, respectiv alegerea justă a gradientului de potențial de lucru este tratată mai pe larg în acest capitol. Se începe cu calculul rigidității dielectrice sub acțiunea de scurtă și lungă durată a cîmpului electric și se continuă cu dimensionarea distanțelor de conturare și calculul rigidității dielectrice din punct de vedere termic.

Calculul capacității condensatorului este tratat pentru diverse tipuri dimensionale. Calculul inductivității condensatorului ține seamă în special de necesitatea reducerii la minimum a inductanței proprii la diferitele tipuri constructive.

Calculul pierderilor în condensatoare se referă atît la pierderile dielectrice care au ponderea cea mai mare, cît și la pierderile din armături, care la unele tipuri de condensatoare, ca de exemplu cele folosite la instalațiile termice lucrînd la medie frecvență.

Condensatoarele lucrînd în tehnica curenților tari sînt calculate și din punct de vedere termic. În special condensatoarele pentru îmbunătățirea factorului de putere, cu puteri reactive mari pe unitate, pînă la 1 000 kVar, au probleme deosebite în alegerea elementelor dimensionale și a dispozitivelor de răcire. Se prezintă calculul temperaturii maxime din condensator, pentru construcția cu cuvă paralelipipedică. Precizia calculului este îndeajuns de mare, ținînd seamă de principalii factori care influențează asupra regimului termic al condensatorului.

Cel de-al doilea capitol se ocupă de calculul și construcția condensatoarelor cu dielectrici solizi anorganici. Este vorba de condensatoarelor cu mică, de puteri reduse și condensatoarele ceramice de joasă și înaltă tensiune.

De o pondere mai mare se bucură tratarea condensatoarelor cu dielectricul din hîrtie (capitolul trei). Se prezintă mai întîi principalele materiale folosite în construcția acestor condensatoare, respectiv hîrtia specială și materialele de impregnare lichide și solide. Pentru dielectricul compus, respectiv hîrtia impregnată, se studiază permitivitatea relativă, pierderile dielectrice și rigiditatea dielectrică, prezentîndu-se date experimentale.

Condensatoarele cu hîrtie pentru tensiuni pînă la 1 500 V (în curent continuu), se folosesc în special în radiotehnică. Se prezintă calculul acestor condensatoare în funcție de temperatura maximă de lucru. Condensatoarele cu hîrtie metalizată sînt proiectate pentru tensiuni pînă la 1 300 V (în curent continuu).

Condensatoarele pentru îmbunătățirea factorului de putere sînt divizate în două principale categorii : 1) pentru rețelele cu frecvența 50 Hz și 2) pentru frecvențe medii (500—1 000 Hz). O atenție deosebită se dă calculului termic, ținînd seamă de tendința creșterii puterii pe unitate la aceste condensatoare.

Tot în grupa condensatoarelor cu dielectricul din hîrtie impregnată în materiale lichide (organice sau sintetice) intră condensatoarele de impuls de curent și tensiune, cuplaj și absorbție de energie.

Capitolul patru tratează calculul și construcția condensatoarelor cu dielectricul din folii plastice (materiale sintetice organice). Este vorba de condensatoare cu folii sintetice nepolare și polare.

Condensatoarele electrolitice prezentate în capitolul cinci sînt studiate după următoarea clasificare : uscate polare, uscate nepolare și în sfîrșit cele umede.

Ultimul capitol, al șaselea, se referă la condensatoarele cu dielectrici gazoși și lichizi.

Prezentarea lucrării este clară şi bogată în exemplificare şi cuprinde mai toate tipurile de condensatoare fabricate în U. R. S. S. Probabil că s-a ţinut seamă de lucrările din domeniul condensatoarelor în care problemele teoretice sînt tratate pe larg, întrucît în cartea recenzată aceste probleme sînt mai schematic prezentate. Ne referim la lucrarea de bază a profesorului Renne, Elektriceskie Kondensatori, Gosenergoizdat, 1959.

Faţă de tendinţa folosirii condensatoarelor în domenii tot mai variate ale tehnicii, cartea recenzată prezintă un interes deosebit.

A. Bercu

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.015.382 : 621.315.23 : 551.594.221

Schneider, K.H. **Pentru clarificarea supratensiunilor în cablurile puse în pămînt, la lovitura de trăsnet pe mantaua cablului** (Zur Deutung der Überspannungen in erdverlegten Kabeln beim Blitzeinschlag in den Kabelmantel). În Bull. ASE **58**, nr. 17, 1967, p. 801—810, 25 fig., 12 ref. bibl.

Problemele multiple ale influenţei pe care o poate avea o descărcare atmosferică asupra cablurilor subterane nu pot fi rezolvate decît printr-o simplificare raţională, admisibilă în anumite limite. Baza procedeului analogic descris în acest articol este constituită, pe de o parte, de calculul exact al curbei tensiunii dintre blindajul de protecţie şi mantaua de plumb, iar pe de altă parte, din determinarea condiţiilor specifice ale circuitului de descărcare; aceste condiţii sînt precizate prin funcţia de timp şi de loc a densităţii periferice a curentului de impuls în lungul cablului.

Se descriu în mod schematic circuitul utilizat ca şi legile care acţionează în vederea definirii fenomenului; indicaţii simplificate, ilustrate printr-un exemplu permit de a evalua tensiunea prezumată şi interpretarea defecţiunilor apărute în cablu. În cazul preîntîmpinării deteriorărilor provocate de o descărcare atmosferică este avantajată apropierea blindajului de protecţie de cămaşa de plumb, situaţie pentru care se dau cîteva exemplificări.

Fl. T.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.291.3.042.13

Robert, J. şi Vaillant, C. **Studiul reacţiei indusului unei maşini homopolare cu discuri multiple** (Étude de la réaction d'induit d'une machine homopolaire à disques multiples). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 9, sept 1967, p. 1 157—1 162, 8 fig., 4 ref. bibl.

Dezvoltarea maşinilor homopolare cu rotorul masiv şi cîmp radial este limitată la o tensiune în sarcină mai mică ca un volt în cazul inductoarelor clasice. Soluţia de viitor o formează maşinile cu discuri multiple şi cîmp axial, unde apar înseriate mai multe celule. Pentru eliminarea unor neajunsuri a acestor maşini se recomandă folosirea unui inductor supraconductor. Această soluţie este interesantă mai ales pentru maşini electrice de mare putere. Se arată cum apare fenomenul de reacţie a indusului la asemenea maşini care au în schemă celule înseriate şi se propun măsuri pentru asigurarea funcţionării maşinii realizată după o schemă dată. Se precizează că numai componenta axială a cîmpului de inducţie se suprapune peste cîmpul inductor, iar componenta tangenţială se poate considera nulă în cazul folosirii unui cîmp slab pentru modificarea saturaţiei circuitului magnetic al maşinii. Se explică fenomenul, arătîndu-se grafic componentele cîmpurilor care apar în maşina descrisă. Se formulează premisele teoretice ale mărimilor care intervin în proces. Se aplică problema lui Dirichlet la studiul componentelor cîmpului magnetic. În anexă se arată analitic cum se deduc relaţiile ce dau cîmpul magnetic creat de un curent axial.

A.C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.2.025.1 : 621.3.026.449

Bidard, R. şi Piccon, C. **Transformator cu faze separate** (Transformateur à phases dissociables „Trimono"). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 9, sept 1967, p. 1 143—1 148, 4 fig., 1 tab.

În articol se prezintă unele aspecte legate de posibilităţile tehnice pentru transformarea şi transportul puterilor mari. Se arată neajunsurile realizării aparatajului electric de mare putere, proiectat şi realizat după principii clasice. Se expune principiul de funcţionare a unui nou tip de transformator denumit „Trimono". La acest tip de aparat, circuitul magnetic trifazic este demontabil, bobinajul fiecărei faze constituie un ansamblu complet gata montat. Modelul realizat la scară este de 63 kV/16,5 kV şi are puterea de 20 MVA şi va servi pentru acumularea experienţei în vederea proiectării, construcţiei şi exploatării transformatoarelor de mare putere. În continuare se descrie modul de realizare a noului prototip şi se dau principalele caracteristici ale unui nou transformator de tip „Trimono" cu puterea de 2 500 MVA. Se compară noul tip de transformator cu unul trifazat clasic de aceeaşi putere.

A.C.

CZ 621.314.2.042.2 : 621.312

Fournier, Y. **Tehnica transformatoarelor cu coloane exterioare pentru creşterea puterii unitare** (La technique des transformateurs à colonnes face à l'accroissement des puissances unitaires). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 9, sept 1967, p. 1 149—1 156, 7 fig., 1 tab.

Se prezintă diferite probleme tehnice sau tehnologice proprii industriei constructoare de maşini şi transformatoare electrice de mare putere. Se examinează soluţia preconizată pentru realizarea înfăşurărilor primare şi secundare în cazul transformatoarelor de 660 MVA în curs de construcţie.

După înfăţişarea problemelor privind răcirea şi pierderile suplimentare, se arată că fabricarea unor transformatoare de 1 000—1 100 MVA se poate realiza în condiţii avantajoase. Se arată circuitul magnetic, bobinajul de joasă tensiune şi partea activă a transformatorului de 660 MVA.

Principalele caracteristici ale transformatorului de 660 MVA:

— tensiunea de serviciu,	20 kV/405±3,4% kV;
— cuplajul,	triunghi/stea cu neutrul accesibil;
— tensiunea de încercare,	50 kV/1 425 kV;
— puterea,	660 MVA;
— pierderile în fier,	465 kW;
— pierderile în cupru,	1 580 kW;
— tensiunea la scurt-circuit,	14,5%;
— puterea necesară răcirii	86 kW.

A.C.

CZ 621.314.21.045 ; 669.71 – 416

Traugott, P. **Transformatoare de distribuţie moderne cu înfăşurări din folii de aluminiu** (Moderne Verteiltransformatoren mit Aluminium-Folien-Wicklungen). În : Brown Boveri Mitt. vol. **54**, nr. 7, iulie 1967, p. 376–381, 6 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

Înlocuirea conductoarelor de cupru cu conductoare sau folii de aluminiu în înfăşurările transformatoarelor a creat o serie de probleme de construcţie şi de tehnologie de lucru analizate pe larg în articolul de faţă.

Din comparaţia prezentată, între proprietăţile fizice şi electrice ale conductoarelor de cupru şi aluminiu, reies clar avantajele pe care le prezintă acesta din urmă, datorită atît greutăţii specifice scăzute, cît şi a preţului de cost mai redus. Sînt semnalate totuşi unele dezavantaje pe care le prezintă utilizarea acestui material datorită conductibilităţii sale electrice şi termice mai scăzute, care duce la realizarea unor transformatoare cu dimensiuni de gabarit mai mari.

În continuare, introducerea foliei de aluminiu în locul conductoarelor rotunde sau cu secţiune de diferite profile a deschis noi posibilităţi constructive şi economice datorită, în primul rînd, posibilităţii de realizare a unui factor de umplere mai bun, a unor înfăşurări izolante între spire foarte subţiri, toate realizate la un preţ de cost scăzut.

Izolaţia între spire se poate realiza din hîrtie (mai ales în cazul transformatoarelor de joasă tensiune unde înfăşurările din aluminiu sînt mai groase), din acoperiri cu lacuri electroizolante direct pe folia de aluminiu sau prin oxidarea acestuia şi obţinerea unui strat izolant din oxizi, foarte rezistent la temperaturi ridicate.

Este discutată, de asemenea, şi problema realizării conexiunilor la capetele de bobină. Sînt citate cîteva din modelele cele mai moderne utilizate pentru sudarea conductoarelor de aluminiu între ele, a conductoarelor de aluminiu pe cupru sau a foliilor de aluminiu pe conductoare de aluminiu. Se recomandă sudura sub atmosferă inertă sau sudura la rece prin presarea materialului pînă la limita lui de curgere.

A.M.M.

CZ 621.315 *Transmiterea energiei electrice*

CZ 621.315.6

Hugi, L. **Noi tipuri de materiale izolante în electrotehnică** (Neuere Isolierstoffe der Elektrotechnik). În : Bull. A.S.E. vol. **56**, nr. 20, sept 1967, p. 893–906, 13 tab., 6 fig., 28 ref. bibl.

Articolul trece în revistă o serie de materiale electroizolante apărute în ultimii ani pe piaţa mondială.

Pentru o mai bună sistematizare, autorul împarte materialele electroizolante în trei grupe principale, şi anume : gazoase, lichide şi solide.

În grupa materialelor gazoase sînt descrise proprietăţile electrice şi domeniile de utilizare a gazelor electronegative, în special a hexafluorurii de sulf (SF 6) şi a produselor fluorcarbon (C_2F_6, C_3F_8, C_4F_8 etc.).

Din grupa materialelor lichide sînt semnalate ca fiind de o deosebită importanţă uleiurile clorurate de tipul clor-carbon, fluorcarbon sau fluor-clor-carbon, cît şi uleiurile minerale obişnuite, inhibate cu pasivatori metalici speciali.

Preţul de cost mai ridicat, cum şi comportarea mai slabă la hidroliză şi oxidare, situează produsele siliconice, fluorsiliconice şi esterii organici pe o treaptă inferioară.

În grupa materialelor electroizolante solide sînt considerate atît materialele mai vechi, dar care au suferit îmbunătăţiri în ultima vreme, cît şi produse noi cu proprietăţi dictate de necesităţile actuale.

Din prima grupă fac parte materialele elastoplastice ca ionomerii, copolimerii etilen-propilenă, polietilena clorosulfanată etc., masele de turnare siliconice, epoxidice, răşinile poxidice, cicloalifatice, halogenate şi flexibilizate.

În grupa a doua sînt descrise tipuri noi de polimeri cu stabilitate termică ridicată, ca : oxidul de polipropilen (PPO), polisulfonele, poliimidele, sticlele din răşini organice etc.

Ca produse anorganice sînt citate : sticla ceramică, bornitridul, masele de turnare anorganice din boruri de siliciu etc.

Articolul cuprinde şi o serie de date tehnice asupra proprietăţilor termice, mecanice şi electrice ale produselor citate.

A.M.M.

CZ 621.315.6

Schädlich, H. **Conductoare izolate pentru temperaturi peste 100°C** (Isolierte Leitungen für Temperaturen über 100°C). În : Elektrotechnik Industrie und Betrieb, vol. **49**, nr. 32, sept 1967, p. 15–19, 7 fig., 7 ref. bibl.

Condiţiile de lucru mai grele, cum şi solicitările electrice mai intense au făcut necesară elaborarea unor noi materiale pentru izolaţia cablurilor şi conductoarelor electrice, destinate să lucreze la temperaturi peste 100°C.

Întrucît se consideră că temperatura de lucru a cablului este atît temperatura mediului ambiant, cît şi temperatura dezvoltată în conductorul electric datorită energiei termice care ia naştere prin trecerea curentului, prima problemă care se pune este alegerea materialului din care se execută conductorul.

În articol se recomandă utilizarea cuprului pînă la o temperatură de 180° C şi a cuprului protejat cu peliculă de argint sau nichel, pînă la 250° C.

A doua problemă este alegerea unui material de izolaţie, corespunzător condiţiilor de utilizare. Pentru aceasta este necesară determinarea comportării mecanice şi electrice a materialului în timp şi la o anumită temperatură. În acest scop se fixează perioada de referinţă a timpului la 25 000 ore.

Scăderea valorilor parametrilor mecanici şi electrici sub o anumită limită admisibilă determină durata de viaţă a materialului.

În continuare sînt date domeniile de utilizare a unor materiale frecvent utilizate, şi anume : PVC, polipropilenă, vinilacetatetilenă, polietilenă reticulată, polivinilfluorid, cauciuc siliconic, fluoretilen-propilenă etc.

A.M.M.

CZ 621.315.6

Schmid, R. **Variaţia rigidităţii dielectrice a răşinilor epoxidice, în funcţie de temperatură şi de solicitările mecanice** (Elektrische Durchschlagfestigkeit von Epoxydharzen in Abhängigkeit von Temperatur und mechanischer Beanspruchung). În : Kunststoffe, vol. **57**, nr. 9, sept 1967, p. 711–714, 12 fig.

Continuînd studiile asupra factorilor care influenţează valorile proprietăţilor electrice, a diferitelor sisteme izolante de răşini epoxidice, autorul se ocupă în această lucrare de influenţa temperaturii şi a solicitărilor mecanice asupra rigidităţii dielectrice.

Efectuînd încercări după normele ASTM, pe diferite sisteme răşină-întăritor-materiale de umplere, s-a observat o comportare deosebită în funcţie de reţeta sistemului.

Temperatura influenţează valorile caracteristicilor, în special în ziua corespunzătoare înmuierii răşinii datorită transformărilor fizice care au loc în sistemul răşină – întăritor şi a modificărilor structurii polare a lanţurilor întăritorului. Anumite influenţe se resimt şi în cazul solicitărilor mecanice.

Modificările caracteristicilor electrice, atît sub influenţa temperaturii, cît şi a solicitărilor mecanice, sînt considerate a fi cauzate de modificări ale energiilor interne de legătură chimică.

Datorită diferenţelor mari între comportarea diferitelor tipuri de răşini şi întăritori se recomandă o deosebită atenţie în alegerea acestora, în special în cazul funcţionării în cîmpuri electrice de înaltă tensiune.

A.M.M.

CZ 621.315.6

Suhr, H. **Utilizarea electrozilor adezivi pentru determinarea proprietăților electrice ale materialelor electroizolante** (Haftelektroden für das Bestimmen elektrischer Eigenschaften von Isolierstoffen). În: Kunststoffe, vol. **57**, nr. 2. febr 1967, p. 121—124, 9 fig., 5 tab.

Valorile caracteristicilor electrice ale materialelor electroizolante sînt deseori eronate, datorită defecțiunilor de măsură și, în mod special, contactului defectuos dintre electrodul de măsură și neregularitățile suprafeței materialului.

Pentru eliminarea acestor erori se recomandă aplicarea, pe epruveta de măsurat, a așa-numiților electrozi adezivi sau electrozi de contact, realizați prin depunere sub vid sau prin pensulare a unor pelicule metalice foarte subțiri.

Metalele frecvent utilizate în acest scop sînt: argintul, aurul, aluminiul și chiar grafitul (peste frecvența de 50 Hz).

Datorită porozității stratului depus, condiționarea materialelor în mediu umed nu este împiedicată.

În cazul măsurării caracteristicilor dielectrice ale materialelor izolante este necesar să se țină seamă de rezistența chimică a stratului metalic depus care, în mod obișnuit, trebuie să aibă valori sub 1 Ω.

În special, în cazul foliilor subțiri, cu pierderi dielectrice mici la frecvențe mari, se recomandă ca diametrul electrodului de măsură să fie mult mai mic decît cel al electrodului adeziv.

A.M.M.

CZ 621.315.615.2 : 621.317.333

Maier, G. **Rezultate noi obținute asupra rezistivității electrice a uleiului de transformator la solicitări în curent alternativ, la tensiuni de comutație și la undă de impuls normalizată** (Neuere Ergebnisse über die elektrische Festigkeit von Isolieröl bei Wechselspannung, Schaltspannung und Normstoss). În: Brown Boveri Mitt. vol. **54**, nr. 7, iulie 1967, p. 368—376, 15 fig., 4 ref. bibl.

Întrucît reducerea gabaritului și a greutății transformatoarelor depinde în mare măsură de caracteristicile electrice și de puritatea uleiului de transformator, autorul și-a propus studierea acestui material electroizolant cu diferite grade de puritate, din punctul de vedere al comportării lui în curent alternativ, la tensiune de comutare și la undă de șoc normalizată.

Încercările s-au făcut cu trei tipuri de electrozi la o tensiune alternativă de 800 kV cu o undă de 1,2/50 μs, și cu ridicarea tensiunii cu 3%/s la un interval de 3 min între încercări.

Rezultatele obținute au dovedit că rezistivitatea la tensiunea alternativă a uleiului încercat cu electrozi rotunzi, cu diametrul cuprins între 25 și 100 mm și în cîmpuri, practic, omogene este proporțională cu gradul de puritate a uleiului.

În încercările la undă de impuls normalizată s-a constatat că puritatea uleiului influențează rezistivitatea sa electrică, obținîndu-se factori de impuls mai mici.

Poziția minimului tensiunii de străpungere în cazul tensiunilor de comutare, la fronturi de undă diferite, variază în funcție de forma electrozilor. În cîmpuri electrice foarte neomogene se pare că frontul de undă de 10 μs dă valori minime, în timp ce la cîmpuri uniforme sau radiale, fronturile de cîteva sute de μs determină cele mai mici valori ale tensiunii de străpungere. În aceste condiții, factorul de impuls scade pînă la 1,2. Făcîndu-se încercări cu diferite forme de electrozi, s-a constatat că valorile cele mai mici ale tensiunii de străpungere s-au obținut în cazul solicitărilor în tensiune alternativă.

A.M.M.

CZ 621.315.62.004.6 : 621.3.015.533

Bui, Ai., Fantin, J. P. și Pham Van Vui. **Determinarea statistică a curbelor duratei de viață a izolatoarelor supuse acțiunii descărcărilor parțiale** (Sur la détermination statistique des courbes de durée des vie des isolants soumis à l'action des décharges partielles). În: Rev. Gén. Elect., tom. **76**, nr. 9, sept 1967, p. 1 183—1 188.

Considerînd tendința actuală de-a generaliza criteriul „durata de viață" pentru caracterizarea rezistivității izolatoarelor solide la descărcări parțiale, autorul arată modul de deducere și folosire a unei noi metode teoretice și experimentale, care permite obținerea, cu ajutorul calculatoarelor, a expresiilor analitice ale curbelor care indică durata de viață și intervalul de rezistivitate maximă.

Se studiază, cu ajutorul dispozitivului recomandat, modul de comportare a polietilenei în funcție de diferiți parametri și se dau cîteva exemple caracteristice de aplicare a metodei descrise. Se prezintă și se descrie dispozitivul experimental. Se arată relațiile și curbele rezultate din considerațiile teoretice și experimentale. Curbele indică influența gradului de umiditate a materialului, influența gradului de compresie asupra tensiunii de încercare a diferitelor materiale, care se folosesc în prezent la fabricarea izolatoarelor. Se recomandă folosirea datelor experimentale în diverse situații chiar și pentru materiale din familii înrudite cu cele studiate.

A.C.

CZ 621.318 *Magnetism industrial. Aparate cu magneți. Bobine. Relee*

CZ 621.318.2.004.1

Fahlenbrach, H. **Utilizări ale magneților permanenți** (Dauermagnet-Anwendungen). În: ETZ—B, nr. 18, sept 1967, p. 529—533, 1 tab., 6 fig.

Utilizarea magneților permanenți este clasificată în cinci categorii (corespunzînd toate în esență principiului electromagnetismului). Astfel, sînt tratate separat domeniile de utilizare moderne: motoarele și generatoarele de curent, separatoarele și filtrele, tuburile separatoare cu vid și aplicațiile forțelor de repulsie. O tabelă redă, pentru fiecare dintre cele cinci categorii, exemplele principale de utilizare și observații privind aplicațiile acestor exemple. Astfel, la categoria b (legile magnetostaticii privind forțele dintre magneții permanenți), autorul relevă analogia magnetostatică dintre magneții permanenți și condensatoare. Față de trecutul apropiat, cînd 50% din magneții permanenți erau utilizați în megafoane, astăzi se produc generatoare de 100 kW și mai mult cu magneți Alnico de cel puțin 10 kg pentru alimentarea mașinilor-unelte de înaltă frecvență, precum și motoare de c.c. pentru acționările secundare ale laminoarelor. Avantajul de a putea înlocui fierul moale cu înfășurare prin magneții permanenți a făcut posibilă introducerea acestora și la separatoarele de minereu, la curățatul cuzineților de praful desprins de pe părțile în rotație etc. Materialul utilizat în toate aceste cazuri este ferita. Un alt domeniu important cucerit de magneții permanenți este tubul de conexare în vid (contactele Reed sau releele Herkon) și dispozitivul de siguranță pentru oprirea trenurilor. Apoi se dau exemple (unele realizate, altele în proiect), unde doi poli identici pot înlocui, prin respingerea lor reciprocă, arcuirea. Urmează observații privind sistemul de magnetizare la corpuri de diferite forme. La contoarele electrice și la tacometrii, unde, prin creșterea temperaturii, sînt denaturate indicațiile, se utilizează, pentru compensarea erorilor, materialul Thermoperm, un aliaj de Fe-Ni cu un punct Curie foarte scăzut. Autorul încheie făcînd considerații cu privire la îmbătrînirea, respectiv stabilitatea acestor magneți în legătură cu precizia instrumentelor construite din ei.

Gh. C.

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.211.2.027.3 : 621.315.616.9

Fielitz, R. și *Wilhelm, K.* **Cabluri de înaltă tensiune izolate cu polietilenă reticulată.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 19, 22 sept 1967, p. 563—567, 5 fig., 3 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.61

Hugi, L. **Noi materiale electrotehnice.** În : Bull. ASE **58**, nr. 20, 30 sept 1967, p. 893—906, 13 tab., 16 fig., 28 ref. bibl.

CZ 621.315.616.9 :536.438.001.5

Pohl, D. și *Wörner, T.* **Studii asupra inflamabilității maselor plastice.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 19, 22 sept 1967, p. 558—563, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.315.616.9 : 621,315.2 :621.39

Mair, H. **Polietilena utilizată în cablurile de telecomunicații.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 19, 22 sept 1967, p. 567—571, 11 fig., 1 tab., 12 ref. bibl.

CZ 621.315.616.95.011.5

Brinkmann. **Influența frecvenței asupra proprietăților dielectricilor a materialelor izolate întărite cu fibre din sticlă.** În : Elektrotech. Z. (ETZ — B) **19**, nr. 20, 6 oct 1967, 585—591, 2 tab., 10 fig., 16 ref. bibl.

CZ 621.315.616.96.019.33

Finger, H. **Comportarea termică a maselor plastice.** În : Elektrotech. Z. (ETZ — B) **19**, nr. 20, 6 oct 1967, p. 591—597, 11 fig., 3 tab., 12 ref. bibl.

CZ 621.315.624.5.015.53.015.38

Heise, W. și *Käthe, H. K.* **Rigiditatea dielectrică a izolatoarelor poluate contra supratensiunilor de șoc.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 19, 29 sept 1967, p. 493—497, 13 fig., 10 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUȚIA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDRESOARE REDESCHIDEREA ȘI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621.316.029.6 : 621.372.8

Weiss, A. **Distribuirea energiei electrice la transportul energiei prin microunde.** In : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 21, 1967, p. 521—527, 9 fig., 22 ref. bibl.

CZ 621.316.925.45 : 621.311.1.027.3 : 621.318.57

Soeillard, M. **Relee stație ultrarapide pentrup rotecția de distanță.** In : Rev. Gen. de Elect. **76**, nr. 3, martie 1967, p. 410—425, 7 fig.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317 :621-52 : 621.398

Kirschner, U. **Tehnica măsurării, baza automatizării.** In : Elektro-Anz. **20**, nr. 6, martie 1967, p. 16—20, 12 fig.

CZ 621.317.38.088

Karpati, A. și *Csaki, F.* **Erori de măsurare a puterii în circuite de redresoare.** In : Elektrotechnika **60**, nr. 3, martie 1967, p. 105—108, 5 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.317.39 : 531.788.7

Kienel, G. **Aparate electrice de măsurat utilizate în tehnica vidului.** În : Elektrotechnik **49**, nr. 12, apr 1967, p. 207—212, 15 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.317.799 : 621.387.2.001.4

Filberich, L. și *Kanngiesser, K.W.* **Circuit de încercare de mare putere pentru supapele convertizoarelor la transmisia cu curent continuu la înaltă tensiune.** În : Elektrotech. Z (ETZ—A) **88**, nr. 21, 13 oct 1967, p. 517—521, 9 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE

CZ 621.318.1 :i621.314.2

Ruess, L. **Tabelă electrotehnică cu particule orientate, utilizată la transformatoare.** În : Elektro-Anz. **20**, nr. 11, apr 1967, p. 58—59, 7 fig.

CZ 621.318.2.004.1

Fahlenbrach, H. **Utilizarea magneților permanenți.** În : Electrotech. Z. (ETZ—B) **19**, nr. 18, 8 sept 1967, p. 529—534, 5 fig., 1 tab., 16 ref. bibl.

CZ 621.318.5

Wright, W. **Timpii de acționare și de revenire ai releelor.** În : Elektronics Wld. **77**, nr. 4, apr 1967, p. 54—55, 3 fig.

CZ 621.318.5

Koda, A. **Relee cu mercur.** În : Elektronics Wld. **77**, nr. 7, apr 1967, p. 56—57, 2 fig.

CZ 621.318.562.7

Elpers, J.E. **Relee de timp.** În : Electronics Wld. **77**, nr. 4, apr 1967, p. 37—40, 2 fig.

CZ 621.318.12.019.33

Dietrich, H. **Influența temperaturii asupra proprietăților magnetice ale materialelor magneților permanenți.** In : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 21, 13 oct 1967, p. 534—537, 9 fig., 19 ref. bibl.

CZ 621.318.3 : 621.311

Oleinik, V. S. **Stații de alimentare a electromagneților realizate cu redresoare din siliciu.** In : Mehaniz. i avtomatiz. proizva. **21**, nr. 4, apr 1967, p. 19—21, 1 fig., 1 tab.

CZ 621.318.3.002 : 537.312.62

Pasotti, G. ș.a. **Situația actuală a tehnicii construcției de electromagneți supraconductori.** In : Elettrotecnica **54**, nr. 2, febr 1967, p. 80—86, 11 fig., 1 tab., 37 ref. bibl.

CZ 621.319 CONDENSATOARE

CZ 621.319.51.062.12

Morghen, D. **Studii asupra amorsării unui mare număr de eclatoare cu trei electrozi puși în paralel.** In : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 19, 15 sept 1967, p. 480—487, 15 fig,. 4 ref. bibl.

CZ 621.319.53 : 621.311.533.82

Rutlah, F. și *Heinz-Jürgen, M.* **Calculul general a generatoarelor de șoc cu două acumulatoare de energie.** In : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 10, 12 mai 1967, p. 237—241, 6 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.327 ILUMINATUL ELECTRIC

CZ 621.327.534.15.001.5 : 535.24

Parent, T. **Fotometria corpurilor de iluminat cu lămpi fluorescente.** În : Lux, nr. 42, apr 1967, p. 140—150, 22 fig.

CZ 621.327.534.15.016.2.003.1

Boos, V.G. ș.a. **Determinarea tehnico-economică a puterilor optime ale lămpilor fluorescente.** În : Svetotehnika **13**, nr. 5, mai 1967, p. 1—7, 7 fig., 3 tab., 5 ref. bibl.

CZ 628.9 (439.1)

Mahov, E.V. și *Fughenfirov, M.I.* **Industria luminotehnică în R.P. Ungară.** În : Svetotehnika **13**, nr. 4, apr 1967, p. 25—28, 3 ref. bibl.

CZ 628.9 : 621.32

Jay, M. şi *Wilson, D.* **Progrese realizate pe plan mondial în domeniul iluminatului.** În : Light and Lighting **60**, nr. 4, apr 1967, p. 112—133, 99 fig.

CZ 628.97 :625.711.3

Rex, Ch. H. **Iluminatul şoselelor pentru automobilişti.** În : Illuminating Engng., nr. 2, febr 1967, p. 98—110, 10 tab., 34 ref. bibl.

CZ 621-83 ACŢIONARI ELECTRICE

CZ 621—83 :621.313.2 :621.5

Gosling, C.J. **Metode de frînare pentru acţionările industriale.** Partea I. În : Electr. Rev. **180**, nr. 15, apr 1967, 554—558, 8 fig., 1 tab,

CZ 621—83 : 621.313.2.007.3 :621—5

Kolodnîi, I.D. ş.a. **Modelarea sistemului generator-motor cu excitaţie reversibilă pe bază de tiristoare.** În : Izv. VUZ Elektromehanika **10**, nr. 5, mai 1967, p. 600—602, 3 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621—83 :621.313.333.075.3

Lerner, V.S. şi *Paladii, M.V.* **Acţionare asincronă fără contacte.** În : Elektrotehnika **38**, nr.5, mai 1967, p. 38—42, 10 ref. bibl.

CZ 621—83 : 621.382.233

Goldman, E. şi *Wiegand, A.* **Utilizarea tiristoarelor în tehnica acţionărilor.** În : Elektro-Anz. **20**, nr. 11, apr 1967, p. 38 — 43, 20 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621—83 : 621—5 : 621.313.13.024

Siekmann, H, **Micromotoare de curent continuu utilizate ca elemente de acţionare în sistemele de comandă şi reglare.** În : Elektrotechnik **49**, nr. 12, apr 1967, p. 5—7, 3 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621-83 : 621.313.13 : 621.5

Andruşciuk, V. V. ş.a. **Sistem de acţionare electrică de mare precizie.** In : Izv. VUZ. Elektrotmehanika **10**, nr. 5, mai 1967, p. 533—541, 5 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621-83 : 621.313.333.012 : 681.33

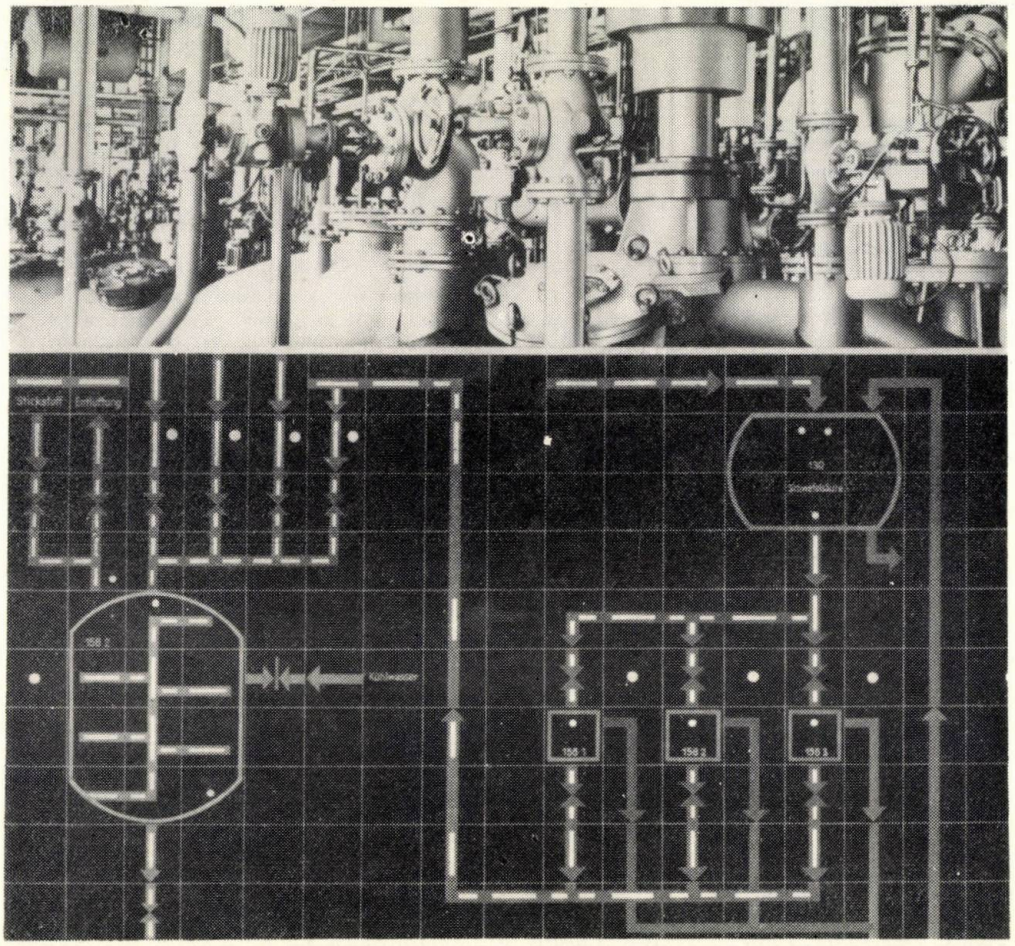
Trop, A. F. ş.a. **Determinarea caracteristicilor mecanice ale motoarelor electronice asincrone de acţionare cu ajutorul calculatoarelor analogice.** In :Izv. VUZ. Elektromehanika **10**, nr. 2, febr 1967, p. 138—143, 4 fig.

CZ 621-83 : 621.382.233

Jukovski, V. G. şi *Orlov, V. A.* **Acţionarea rapidă de curent continuu pe bază de redresoare comandate.** In : Izv. VUZ. Elektromehanika **10**, nr. 2, febr 1967, p. 192—198, 5 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621-83 : 621-5

Karpov,E. A. **Determinarea domeniului de reglare a punţii comandate.** In : Elektricestvo **88**, nr. 6, iun 1967, p. 65—69, 5 fig., 6 ref. bibl.



Tehnica WSSB în serviciul automatizării

Instalaţiile industriale de comandă de tipul WSSB servesc la raţionalizarea fluxului tehnologic, asigură o conducere centralizată a întreprinderii şi măresc randamentul producţiei industriale. Proiectant şi exportator de instalaţii industriale de siguranţă şi de comandă pentru cale ferată, din partea firmei

D
I Elektrotechnik
A

este:

VEB Werk für Signal — und Sicherungstechnik — Berlin
1193 Berlin, Elsenstrasse 87/96
Ruf: 278851.

Cei interesaţi se pot adresa la Serviciul de informaţii tehnice din cadrul Reprezentanţei Comerciale a

AMBASADEI R. D. G.
Calea Dorobanţilor, nr. 14,
Bucureşti

Republica Democrată Germană

WSB trilog

CONTENTS

621.3.066.6 : 621.3.011.3

Stolea, E. : **Operational impedances in switch contacts.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 81–87

In studying the disconnection processes of short-circuits the three-phase networks it is necessary to know the operational impedances seen from the switch contacts. The description is given of an original method for easily determining these impedances which allows to avoid the modification of three-phase schemes presently used in the speciality literature. Using the theory of the symmetrical components and the matrix calculus, the method allows to establish some general relations for the calculus of operational impedances.

DC 621. 313.1.042.3

Toraru, A. : **Concerning the magnetic calculus methods of variablesection teeth.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 88–93

The way of considering the discharge effect of the tooth ends by dispersion fluxes is pointed out as well as an easier and more accurate calculus method of the magnetic tension of variablesection teeth by means of the Gauss quadrature formula.

The comparative calculus results are given and the advantages of the method suggested are emphasized.

DC 621.825–53 : 621.313.33

Bompa, L. : **The asynchronous coupling as an element in the automatic regulating systems.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 94–104

The author studies the asynchronous coupling as an element of the automatic regulating system. The transfer function of the coupling with the input of the exciting current is determined by means of the experimentally established mechanical characteristics. The transfer function of the inductor is determined on the basis of results from the study of the electromagnetic field in the machine. The regulating of the number of revolutions of the driven shaft is studied and some considerations concerning the optimizing of the regulator according to the krown criteria are also included.

DC 536.51 : 537.311.3 : 621.317.339

Goia, L. and *Goldenberg, R.* : **The thermometer with thermistor.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 105–109

The paper presents a thermometer with a thermistor as a sensitive element which has some advantages as compared to the usual measuring methods of the temperature in the field $-15 \div +50°C$. The criteria according to which the scheme of the thermometer was chosen are given and so are the constructive data and the performances obtained with this apparatus.

FOR YOUNG ENGINEERS

DC 621.316.1.051 : 519

Racoveanu, N. : **Some applications of the distribution theory in the study of electric networks.**

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 110–116

The author discusses some of the basic ideas of the distribution theory which present a practical importance in the case of linear networks with constant parameters.

The derivative notion in the distribution sense and the properties of the convolution product in the distributions are pointed out and some examples given to illustrate the methodical value of the application of these notions.

NOTE

DC 621.313.333.017.2/3

Some further observations concerning the paper „New contributions to the determination and reduction of the additional losses in the three-phase asynchronous engines" by ing. I. Babuția.

Electrotehnica **16**, nr. 3, martie 1968, p. 116

SOMMAIRE

CD 621.3.066.6 : 621.3.011.3

Pololea, E. : **Les impédances opérationnelles des contac des interrupteurs.**

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 81 – 87

Lorsqu'on étudie les processus de déconnectage des court circuits dans les réseaux triphasés, on utilise des impédanc opérationnelles que l'on peut observer à partir des contac des interrupteurs. Dans cet article on présente une métho originale pour la détermination de ces impédances, d'u manière simple, évitant la transfiguration des schémas tr phasés, méthode utilisée actuellement dans la littératu de spécialité. La méthode proposée est basée sur la th éor des composantes symétriques et sur le calcul matriciel e permet d'établir certaines relations générales pour le calc des impédances opérationnelles.

CD 621.313.1.042.3

Moraru, A. : **Le calcul magnétique des dents à sectio variable.**

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 8 – 93

On indique comment il faut considérer l'effet de la dé charge de l'extrémité des dents par des flux de disper sion et on présente une méthode plus simple et plus exact pour le calcul de la tension magnétique des dents à section variable, méthode qui utilise la formule de la quadratur de Gauss.

On donne des résultats comparatifs du calcul, mettant en évidence les avantages de la méthode proposée.

CD 621.825 – 53 : 621.313.33

Bompa, L. : **Le couplage asynchrone en tant qu'élément dans les systèmes de réglage automatique.**

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 94 – 104

Dans cet article on étudie le couplage asynchrone en tant qu'élément des systèmes de réglage automatique. On détermine la fonction de transfert du couplage à l'aide de la valeur d'entrée du courant d'excitation, en utilisant les caractéristiques mécaniques relevées expérimentalement. A la fin de l'article on étudie le réglage du nombre de tours de l'arbre entraîné et on fait quelques considérations concernant l'optimisation du régulateur selon les critères connus.

CD 536.51 : 537.311.3 : 621.317.339

Goia, L. et *Goldenberg, R.* : **Le thermomètre à thermistance.**

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 105 – 109

Les auteurs décrivent un thermomètre ayant comme élément sensible une thermistance, ce qui représente certains avantages vis-à-vis des méthodes usuelles de mesurage de la température dans le domaine d'environ −15 à +50°C.

On spécifie les critères sur lesquels est basé le choix du schéma du thermomètre, les données constructives et les performances réalisées par cet appareil.

RUBRIQUE DU JEUNE INGENIEUR

CD 621.316.1.051 : 519

Racoveanu, N. : **Quelques applications de la théorie des distributions, utilisées lors de l'étude des réseaux électriques.**

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 110 – 116

L'article a pour but de populariser quelques notions élémentaires de la théorie des distributions, qui présentent une importance pratique lorsqu'il s'agit de réseaux linéaires à paramètres constants.

On met en évidence particulièrement la notion de dérivée dans le sens de la distribution ainsi que les propriétés du produit de convolution dans les distributions, en donnant des exemples qui prouvent la valeur méthodique de l'application de ces notions.

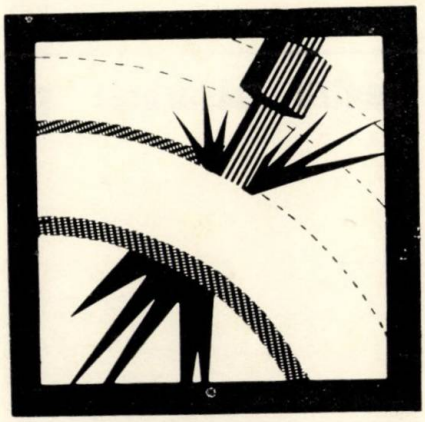
NOTE

CD 621.313.333.017.2/3

Pour compléter l'article „Nouvelles contributions à la détermination et à la réduction des pertes supplémentaires dans les moteurs asynchrones triphasés" par l'ingénieur I. Babuția.

Electrotehnica **16**, no. 3, mars 1968, p. 116

Noi utilaje sovietice de tăiere cu gaze



raduga
sputnik
chernomor
odessa

ENERGOMACHEXPORT

avînd

productivitate ridicată

grad înalt de automatizare şi mecanizare a operaţiilor de :

croială a tablelor de oţel cu grosime de 5-300 mm;

tăiere a ţevilor cu grosimea peretelui de 4,5-50 mm.

Informaţii detaliate asupra utilajelor şi condiţiile de livrare se solicită la

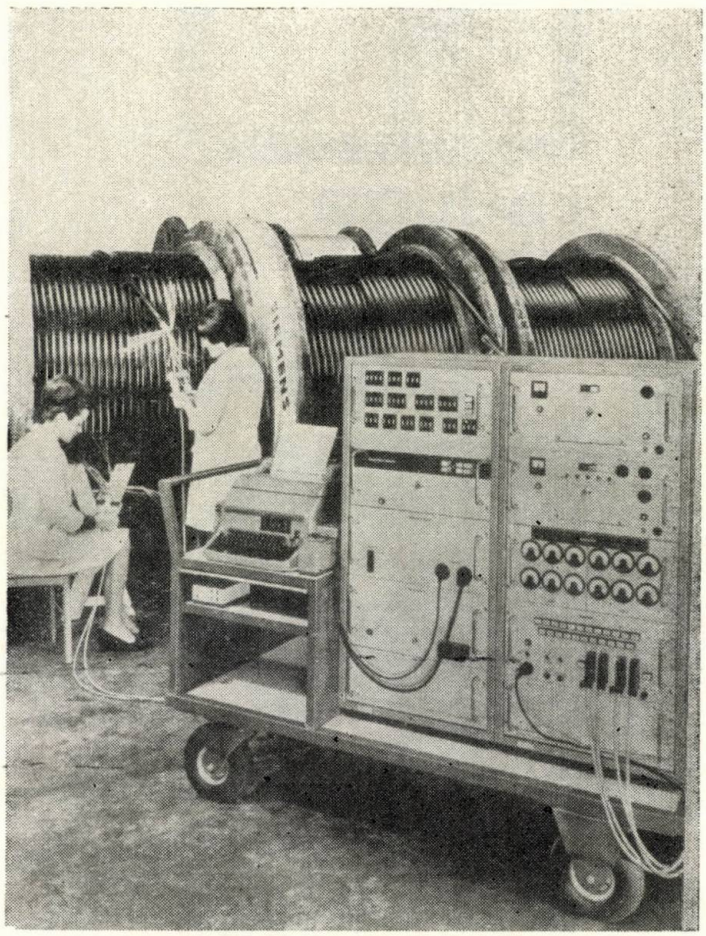
V/O „ENERGOMAŞEXPORT"

ADRESA: U.R.S.S. MOSCOVA, V-530

Mosfilmovskaia, 35 • **Telex 243**

SIEMENS

Automate pentru măsurarea și verificarea cablurilor de telecomunicație



Controlul fabricației și al calității produselor implică măsurări extinse. Acestea se execută în prezent automat, cu instalații de măsură digitale. Un exemplu : automatul nostru pentru măsurarea și verificarea cablurilor de telecomunicații.
Se măsoară automat rezistența firelor, capacitatea de exploatare, cuplajele. Elementul constructiv cel mai important este voltmetrul digital de înaltă sensibilitate. El indică valorile mărimilor măsurate. Menținerea toleranțelor prescrise se verifică automat.
Un teleimprimator înscrie concentrat și exact protocolul de măsură. Un perforator de bandă suplimentar perforează o bandă care se poate transmite unui calculator, de exemplu pentru controlul statistic al calității.
Noi construim și alte instalații de măsură digitale pentru : stațiuni meteorologice, dispozitive de verificare, institute de cercetare și de studii.
Precizați-ne problema dv. de automatizare.
Noi vă vom sfătui cu plăcere și vă vom arăta soluții utilizînd aparatele noastre.

Adresați-vă la
SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT,
Wernerwerk für Messtechnik 75
Karlsruhe, Rheinbruckenstrasse 50,
Republica Federală a Germaniei

SIEMENS prelucrează toate domeniile importante ale electrotehnicii ; construiește instrumente și aparatură pentru sesizarea și prelucrarea , transmiterea și recepția informațiilor și datelor pentru măsurători și reglări ; pentru urmărire și analiză — realizează instalații de alimentare cu energie ; echipează industria și economia ; aduce rezolvări sigure și rapide pentru transporturi pe căi ferate, rutiere, marine și aeriene.

În întreprinderile SIEMENS lucrează în prezent 15 000 cercetători, ingineri și tehnicieni la rezolvarea problemelor de cercetare și dezvoltare. Prin metode de fabricare și verificare îngrijite și prin împărtășirea continuă a experiențelor, produsele SIEMENS și-au asigurat o maturitate tehnică înaintată și siguranță deosebită în exploatare. Oricînd și oriunde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Specialiștii întreprinderilor SIEMENS vă pot sfătui la fața locului la fiecare proiect ; ei proiectează corespunzător instalațiile dv. și le protejează sigur.
SIEMENS este reprezentat în peste 100 de state.
Consultați SIEMENS.
Alimentarea cu energie — tehnică nucleară — instalații și aparate electrice — tehnica telecomunicațiilor — tehnica prelucrării datelor — tehnica măsurărilor — tehnica automatizării — sisteme electronice modulare — electromedicină.

SIEMENS—partenerul vostru

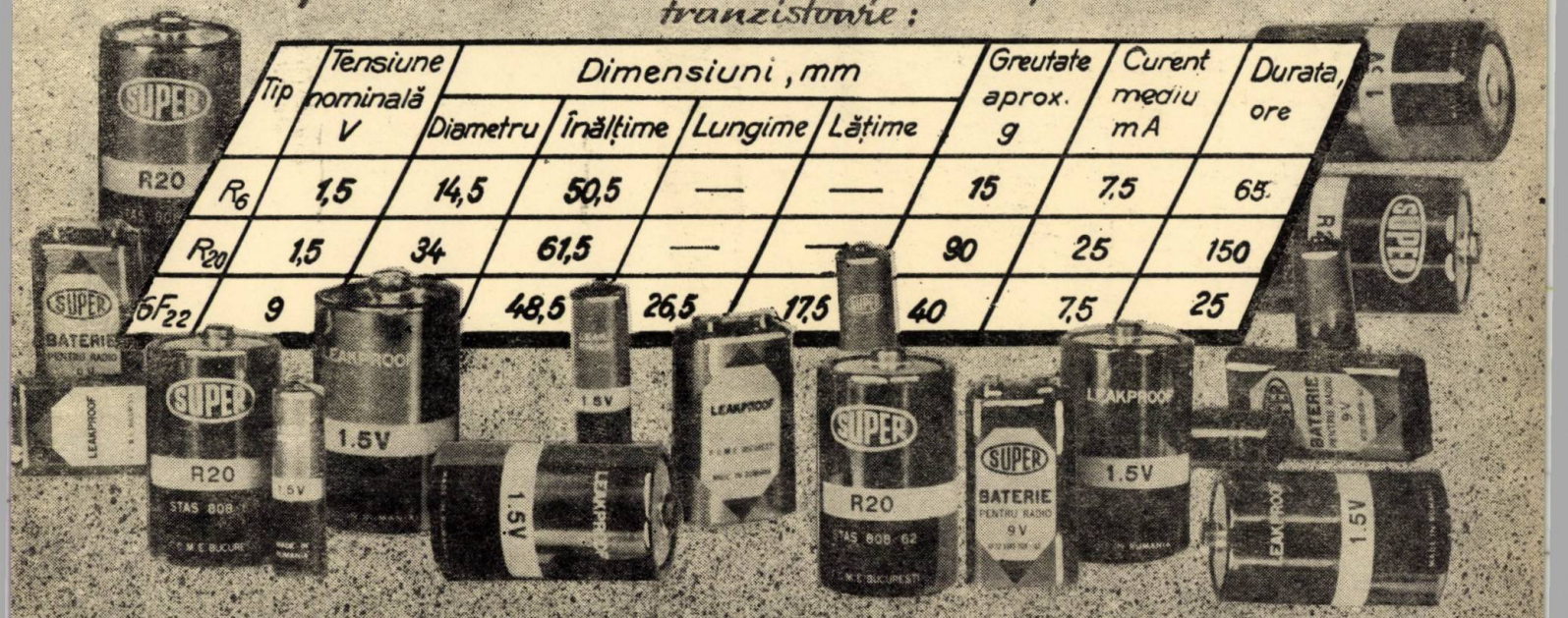
1883

FABRICA DE CABLURI ŞI MATERIALE ELECTROIZOLANTE

FCME

produce următoarele baterii pentru aparate cu tranzistoare:

Tip	Tensiune nominală V	Dimensiuni, mm				Greutate aprox. g	Curent mediu mA	Durata, ore
		Diametru	Înălţime	Lungime	Lăţime			
R_6	1,5	14,5	50,5	—	—	15	7,5	65
R_{20}	1,5	34	61,5	—	—	90	25	150
$6F_{22}$	9		48,5	26,5	17,5	40	7,5	25



FCME ŞOSEAUA GĂRII CĂŢELU Nr. 4, BUCUREŞTI

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

ICPE

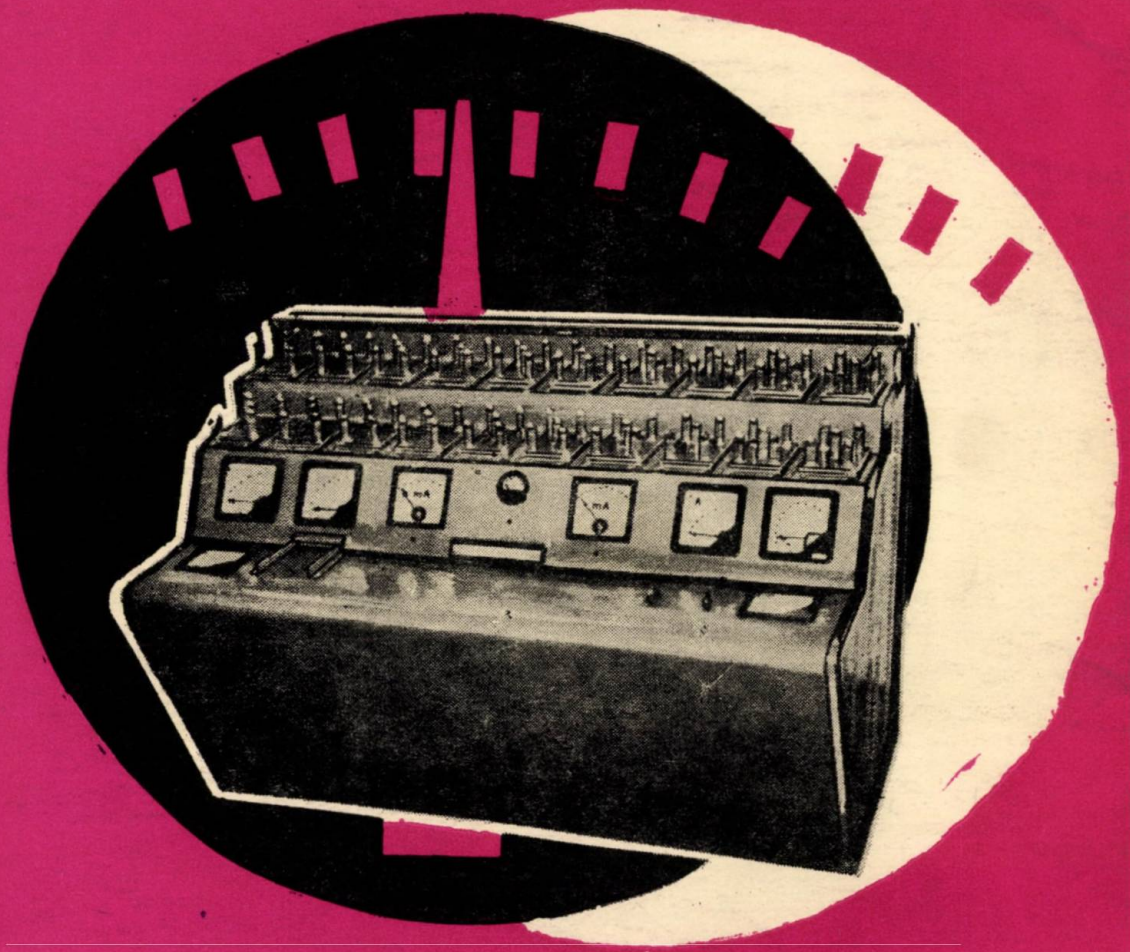
Научно-исследовательский и Проектировочный институт по вопросам электропромышленности

1968 AUG 12

Research and Design Institute for Electrical Engineering

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

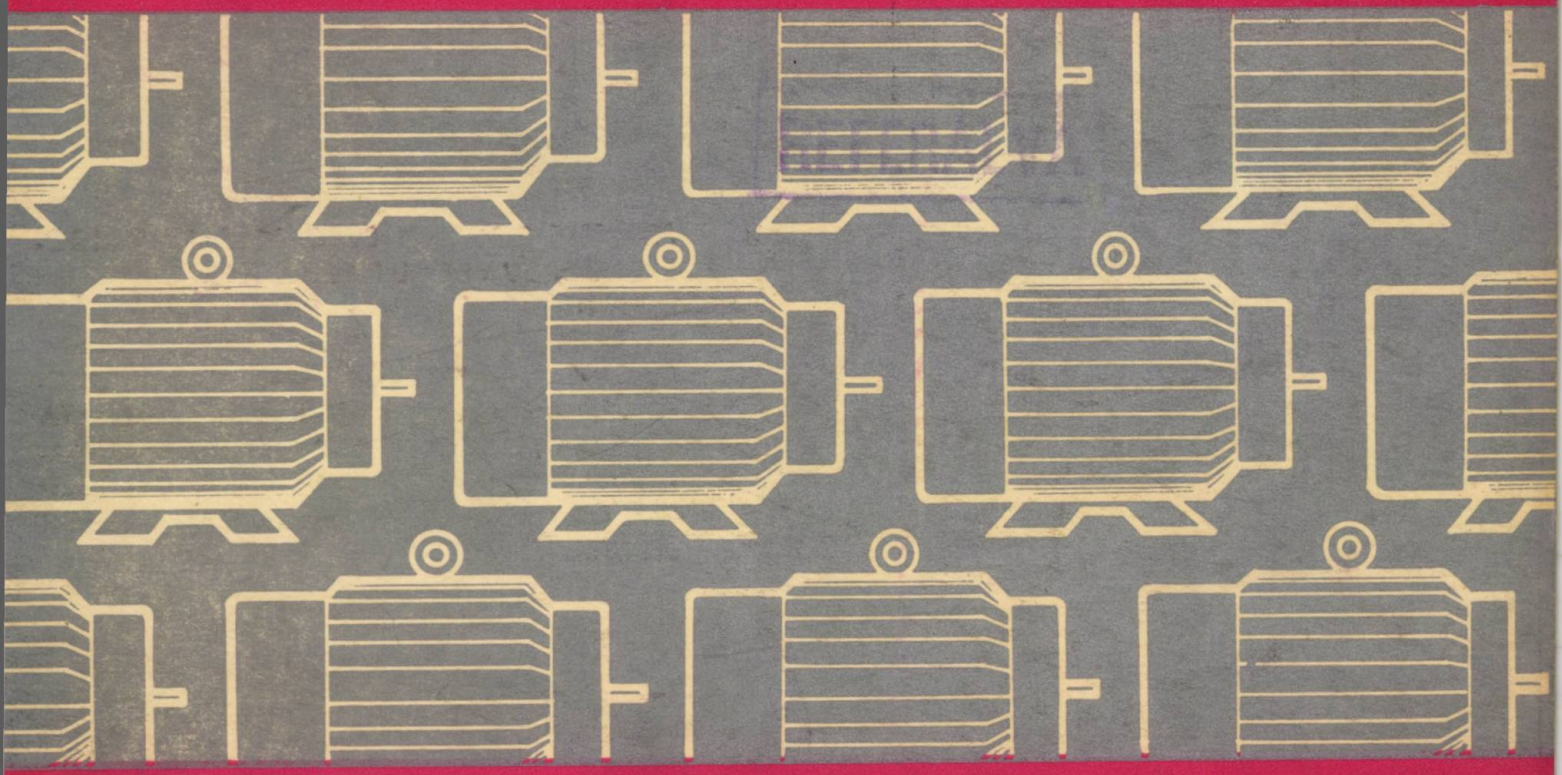
Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic. Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA



4

ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 16 • Nr. 4 • APRILIE 1968

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

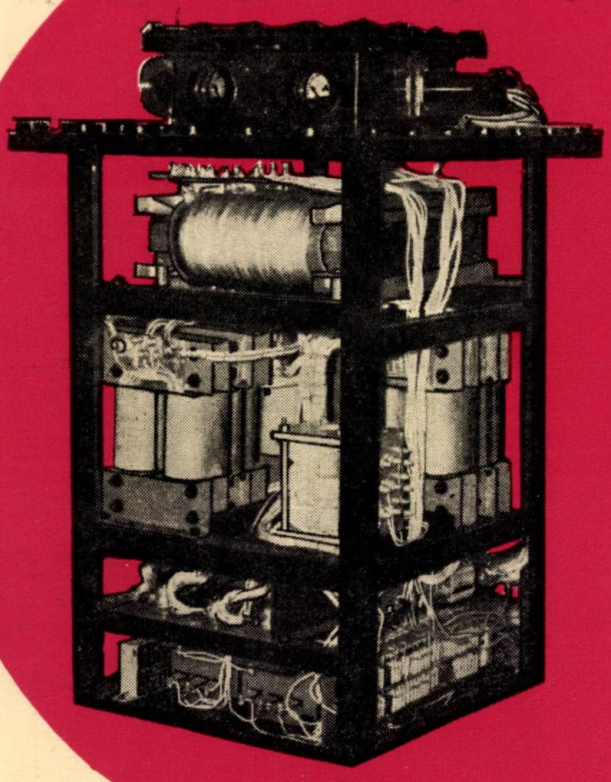
DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZĂRII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

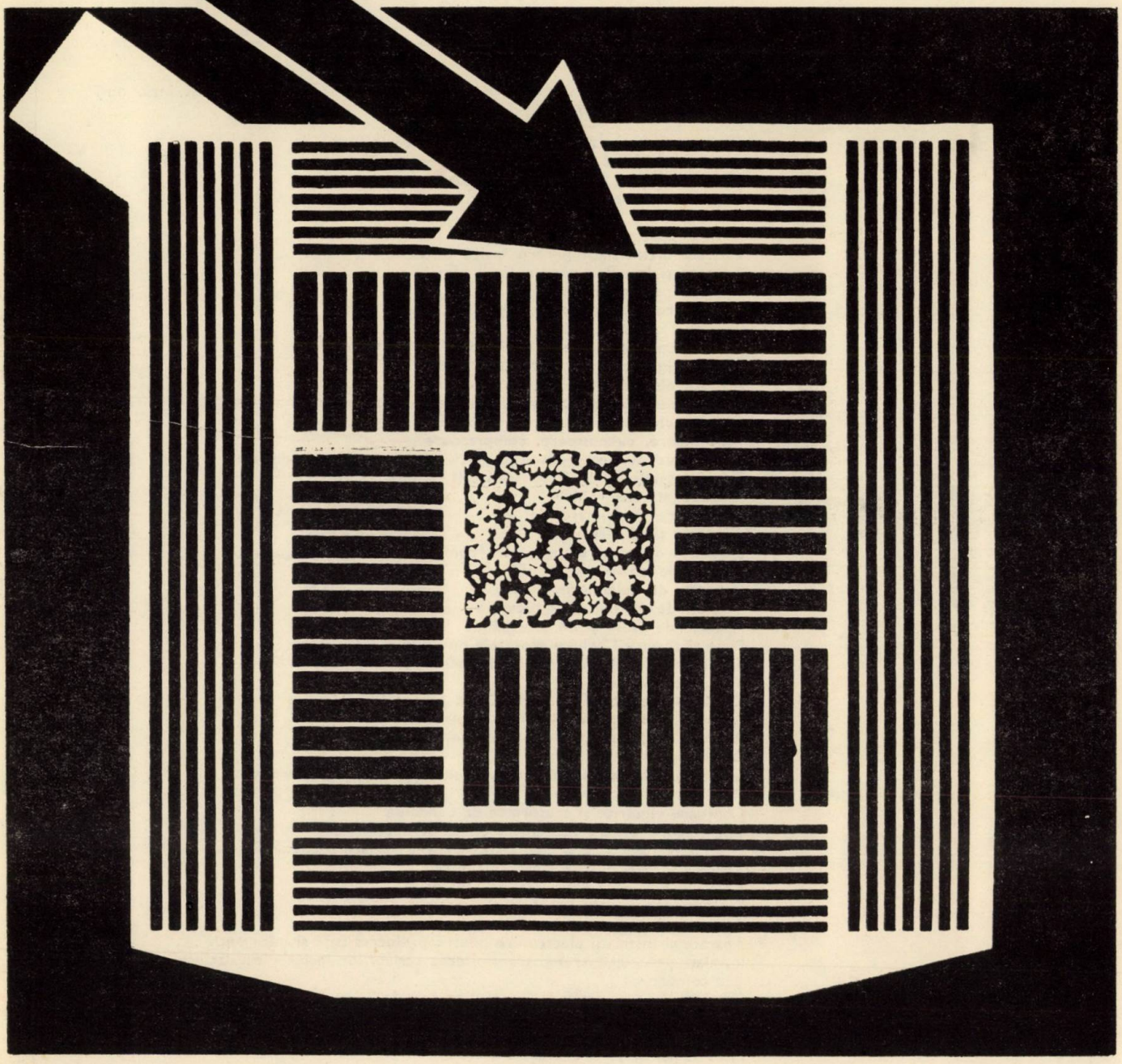
Icpe

SPRE TEHNICA ÎNAINTATĂ

prin topirea și încălzirea cu cuptoare LEW de frecvență industrială.

Programul nostru de producție cuprinde cuptoare de topit în creuzet sau în jgheaburi într-o scară rațională de puteri. Doar opt tipuri fundamentale de ansambluri mecanice sau electrice sînt suficiente pentru a combina 50 de instalații de cuptoare pentru oțel, aluminu sau cupru.

Adresați-ne nouă cererile.



EXORTATOR:
COMERȚUL GERMAN INTERIOR ȘI EXTERIOR

Elektrotechnik

DDR 182 BERLIN CHAUSSEESTR. 111
REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

Rugăm pe cei interesați a se adresa la: Biroul tehnic comercial DIA Elektrotechnik la Secția Comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G. în Republica Socialistă România
Calea Dorobanților, nr. 14, București

LEW

BAO

Organizația de vînzare din Berlin dispune de o experiență de 17 ani în domeniul promovării comerțului. Ea vă oferă un serviciu gratuit și multilateral.

RELATII

cu 2 000 de întreprinderi mari industriale și de export din Berlinul de Vest.

INFORMAȚII PRIVIND FIRME FURNIZOARE

Vă informăm asupra producției din Berlinul de Vest, vă comunicăm adresele unor firme din Berlinul de Vest sau transmitem dorințele dumneavoastră firmelor producătoare de specialitate care vor lua direct legătura cu dumneavoastră.

INFORMAȚII TEHNICE

Întreprinderile producătoare din Berlinul de Vest combină rezultatele cercetării științifice cu o importantă experiență practică în vederea aplicării lor în tehnică. La întrebări privind nivelul tehnic cel mai actual răspund unitățile producătoare prin mijlocirea noastră gratuită.

RAȚIONALIZAREA ȘI RIDICAREA PRODUCTIVITĂȚII MUNCII

Berlinul de Vest este reședința multor producători de instalații, amenajări și echipamente moderne.
În domeniul industriei producătoare ele formează baza ameliorărilor tehnologice și a raționalizării programelor de fabricație. Aplicarea lor constituie baza ridicării productivității a economiei de materiale și a reducerii prețului de cost.
BAO vă oferă gratuit informații referitoare la posibilitățile de comandă.

PROGRAM DE FABRICAȚIE

Programul de fabricație al industriei din Berlinul de Vest este atît de vast, încît nu-l putem prezenta în continuare decît foarte sumar:

- Proiectarea, construcția și înzestrarea industriilor
- Centrale de forță și agregate de intervenție
- Electromotoare, generatoare și redresoare
- Transformatoare și mutatoare
- Acumulatoare și baterii
- Condensatoare pentru curenți tari
- Aparate și instalații pentru înaltă tensiune
- Aparate și instalații pentru joasă tensiune
- Aparate pentru instalații
- Cabluri, conductoare izolate și conductoare pentru linii
- Garnituri pentru cabluri
- Tuburi izolante rigide și maleabile
- Unelte electrice și aparate de sudură
- Aparate electrofizicale
- Aparate electrice pentru industrii mari și mici
- Aparate electrocasnice și de gospodărie
- Ventilatoare, exhaustoare, compresoare
- Corpuri de iluminat pentru locuințe și pentru scopuri speciale
- Lămpi incandescente, fluorescente și cu descărcare
- Paratrăznete electronice
- Reflectoare și felinare de mînă
- Centrale telefonice
- Elemente de construcție pentru comunicații
- Antene de toate categoriile
- Instalații de teleimprimatoare
- Instalații de transmitere și recepție
- Aparate de radio și de televiziune
- Piese și accesorii pentru aparatele de radio și televiziune
- Semiconductoare, transistoare și diode
- Tuburi electronice
- Ceasornice electrice și instalații de ceasornice electrice
- Aparate de semnalizare și de siguranță
- Aparate electroacustice și instrumente muzicale
- Difuzoare
- Instrumente de măsură și control, inclusiv instalații de încercare
- Microscoape electronice
- Contoare electrice și ceasornice de comandă
- Regulatoare pentru mărimi electrice și neelectrice
- Dispozitive electrice și electronice pentru reglare și comandă
- Aparate și instrumente electromedicale
- Vehicule fără șină acționate prin baterie
- Echipamente pentru vehicule și macarale
- Aparate electromagnetice
- Aparate și instalații electronice pentru prelucrat date și informații
- Instalații pentru clasarea și transmiterea scrisorilor, inclusiv instalații cu tuburi de aer comprimat
- Instalații de automatizare a cecurilor poștale
- Perii de cărbune
- Contacte pentru întrerupătoare și pentru autovehicule
- Piese izolante pentru electrotehnică

LA CEREREA VĂ PUNEM LA DISPOZIȚIE, GRATUIT, MATERIAL INFORMATIV

O privire de ansamblu asupra programului de producție al industriei din Berlinul de Vest referitor la comerțul de instalații complete se poate face citind noul catalog al firmelor furnizoare „West-Berliner Lieferanten bieten an." Acest catalog cuprinzînd 110 pagini cu numeroase ilustrații, precum și alte specificații speciale din diferite domenii îl obțineți la cerere în mod gratuit.

BAO

Berliner Abasts-Organisation

1 Berlin 12, Hardenbergstrasse 16/18, telefon 31.07.21, telex 0183663

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 4 București, aprilie 1968

Studiu asupra modelării matematice a motorului de curent continuu cu excitație în derivație

EUGEN SERACIN și ȘTEFAN BARTZER — Timișoara

CZ 621.313.223.011.1

1. Prezentarea problemei

Cunoașterea amănunțită a fenomenelor tranzitorii care au loc la trecerea dintr-o stare staționară de funcționare în alta a unei acționări electromecanice este absolut necesară pentru dimensionarea corectă a acesteia, atît din punctul de vedere energetic și al condițiilor impuse de procesul tehnologic, cît și din punctul de vedere al automatizării diferitelor procese. Astfel, stabilirea diagramelor de funcționare, alegerea puterii motoarelor electrice de acționare, alegerea aparatelor și schemelor de comandă, aprecierea metodelor de micșorare a consumului de energie la acționările electromecanice funcționînd în regim tranzitoriu, stabilirea criteriilor de automatizare etc., se pot face corect numai dacă se dispune de suficiente date pentru aprecierea calitativă și cantitativă a fenomenelor tranzitorii.

Pentru studiul fenomenelor tranzitorii este necesară, în general, cunoașterea soluțiilor unor ecuații diferențiale.

Deoarece rezolvarea ecuațiilor diferențiale prin metode analitice, dacă acestea există, constituie o operație laborioasă, în ultimul timp se folosește din ce în ce mai mult și în domeniul acționărilor electromecanice metoda modelării matematice pentru studiul fenomenelor tranzitorii. Avantajele aplicării metodei modelării matematice la studiul unei acționări electromecanice se evidențiază, printre altele, și prin faptul că, de multe ori, cunoașterea fenomenelor tranzitorii permite să se tragă rapid unele concluzii calitative și cantitative cu privire la eventualele modificări necesare în construcția mecanismului acționat sau în valoarea parametrilor motorului de acționare. În astfel de cazuri se impune repetarea rezolvării ecuațiilor diferențiale pentru diferite valori ale parametrilor acționării.

În lucrarea de față se prezintă rezultatele studiului efectuat în cadrul catedrei de Utilizările energiei electrice de la Facultatea de electrotehnică din Timișoara, cu scopul stabilirii unor scheme destinate pentru utilizarea concretă, practică și asigurării posibilităților de cercetare experimentală pe un model matematic, respectiv pe un calculator electronic analogic, a fenomenelor tranzitorii care au loc la funcționarea în regim nestaționar a motorului de curent continuu cu excitație în derivație. Lucrarea se încadrează în preocupările catedrei de a pregăti elementele de model necesare modelării analogice a unor instalații de acționare complexe.

2. Stabilirea ecuațiilor pentru descrierea fenomenelor

2.1. Metoda modelării matematice constituie, de fapt, o metodă de rezolvare fizică a unor calcule matematice, instalația de acționare dată fiind înlocuită printr-un circuit electric static, simplu, pe baza analogiei dintre ecuațiile matematice care exprimă variația unor mărimi cu totul diferite din cele două sisteme. Trebuie reținut însă faptul că soluția dată de acest circuit static, denumit model analogic sau matematic, este afectată de toate erorile care rezultă prin neglijarea unor fenomene sau aspecte secundare la scrierea ecuației diferențiale a procesului original. Ținînd seamă de această observație, în cadrul lucrării s-au precizat ipotezele simplificatoare făcute la exprimarea matematică a fenomenelor studiate.

* Dr. ing. *E. Seracin* este conferențiar iar ing. *Șt. Bartzer*, asistent la Institutul politehnic Timișoara, Facultatea electrotehnică.

2.2. Pentru stabilirea ecuațiilor care descriu fenomenele cercetate se consideră schema de principiu a motorului de curent continuu cu

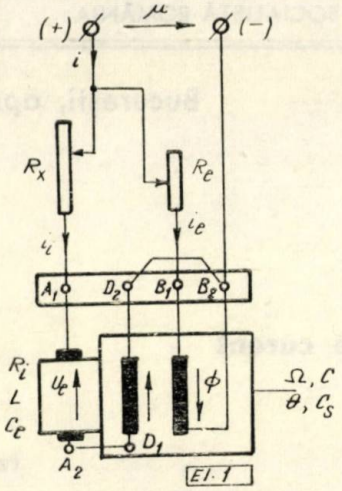


Fig. 1. Schema electrică a motorului de curent continuu cu excitație în derivație.

excitație în derivație (fig. 1), în care s-a notat prin :

- u — tensiunea de alimentare a motorului ;
- u_e — tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea indusului ;
- i_i — curentul indusului ;
- i_e — curentul de excitație ;
- R_e — rezistența de excitație ;
- R_i — rezistența înfășurării indusului, inclusiv rezistența înfășurării polilor auxiliari și rezistența de trecere perii-colector ;
- R_x — rezistența exterioară, înseriată suplimentar în circuitul indusului ;
- L — inductivitatea întregului circuit a indusului ;
- Φ — fluxul de excitație sub un pol ;
- Ω — viteza unghiulară a arborelui motorului denumită în continuare pe scurt viteza motorului ;
- C_e — cuplul electromagnetic transmis rotorului ;
- C — cuplul dezvoltat de motor la arbore ;
- C_s — cuplul static rezistent, raportat la arborele motorului ;
- θ — momentul de inerție echivalent raportat la arborele motorului.

Pentru rezolvarea problemelor legate de funcționarea acționării în regim tranzitoriu este necesar să se cunoască variația în timp a vitezei și a curentului motorului, adică $\Omega = f(t)$ și $i_i = f(t)$.

În cadrul lucrării s-au luat în considerare numai aspectele fundamentale ale fenomenului studiat și s-au admis ipotezele arătate în continuare.

a) Se neglijează fenomenele tranzitorii termice și se iau în considerare numai fenomenele tranzitorii mecanice și electromagnetice. Acest lucru este posibil deoarece fenomenele tranzitorii termice se desfășoară relativ lent în raport cu celelalte două tipuri de fenomene tranzitorii [1], [2].

b) Se neglijează influența reacției indusului, influența fenomenului de histerezis și acțiunea curenților turbionari și se consideră $\Phi = \text{const.}$ și creat numai de curentul de excitație i_e.

c) Se consideră $C \approx C_e$, adică se neglijează cuplul de pierderi C_p sau se consideră $C_p = \text{const.}$ și inclus în valoarea cuplului static rezistent C_s.

d) În lucrare se studiază cazul acționărilor cu $\theta = \text{const.}$

e) Se consideră $L = \text{const.}$

Pentru a putea studia influența inductivității circuitului indusului L asupra comportării motorului în regim tranzitoriu se tratează comparativ și cazul $L = 0$.

Cu ipotezele admise mai sus și ținînd seamă de notațiile din figura 1 se pot scrie următoarele ecuații :

$$\pm u = u_e + i_i (R_i + R_x) + L \frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t}; \tag{1}$$

$$u_e = K\,\Omega; \tag{2}$$

$$K = k\,\Phi = \text{const.}; \tag{3}$$

$$C \approx C_e = K \cdot i_i; \tag{4}$$

$$C \mp C_s = \theta \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \tag{5}$$

Ecuațiile (1) și (5) au fost scrise pentru cazul general, adică pentru toate regimurile de funcționare nestaționare posibile ale acționării. La scrierea ecuației (5), pentru a putea cuprinde simultan atît cazul mecanismelor de translație, cît și cazul mecanismelor de ridicare, s-a admis următoarea convenție privind semnul cuplurilor C și C_s : cuplurile au același semn cu viteza Ω dacă acționează în sensul mișcării și au semnul invers vitezei dacă acționează în sens contrar mișcării.

Atunci cînd se studiază un anumit fenomen tranzitoriu, mai trebuie precizat la începutul rezolvării problemei la care sens al mișcării se asociază semnul pozitiv. Se introduc notațiile :

$$\Omega_0 = \frac{u}{K}; \tag{6}$$

$$\Delta\,\Omega_{sx} = -\frac{R_i + R_x}{K}\, i_s = \frac{R_i + R_x}{K^2}\, C_s; \tag{7}$$

$$\Omega_{sx} = \pm\,\Omega_0 \mp \Delta\Omega_{sx}; \tag{8}$$

$$T_x = \frac{L}{R_i + R_x}; \tag{9}$$

$$T_{mx} = \theta\, \frac{R_i + R_x}{K^2}, \tag{10}$$

unde :

Ω_0 este viteza corespunzătoare mersului în gol ideal ;

$\Delta\Omega_{sx}$ — căderea de viteză corespunzătoare încărcării i_s, respectiv C_s pe caracteristica mecanică determinată de $R_i + R_x$;

Ω_{sx} — viteza staţionară corespunzătoare încărcării i_s, respectiv C_s pe caracteristica mecanică determinată de $R_i + R_x$;

T_x — constanta de timp electromagnetică a circuitului indusului corespunzătoare treptei de rezistenţă x ;

T_{mx} — constanta de timp electromecanică corespunzătoare treptei de rezistenţă x.

Transformînd ecuaţiile (1) — (5), se obţin ecuaţiile diferenţiale care stau la baza variaţiilor $\Omega = f(t)$ şi $i_i = f(t)$ sub forma :

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{1}{T_x}\frac{d\Omega}{dt} + \frac{1}{T_x T_{mx}}\Omega = \frac{1}{T_x T_{mx}}(\pm\Omega_0 \mp \Delta\Omega_{sx}); \quad (11)$$

$$\frac{d^2 i_i}{dt^2} + \frac{1}{T_x}\frac{di_i}{dt} + \frac{1}{T_x T_{mx}} i_i = \pm\frac{1}{T_x T_{mx}} i_s. \quad (12)$$

Pentru cazul $L = 0$ se obţine :

$$\frac{d\Omega}{dt} + \frac{1}{T_{mx}}\Omega = \frac{1}{T_{mx}}(\pm\Omega_0 \mp \Delta\Omega_{sx}); \quad (13)$$

$$\frac{di_i}{dt} + \frac{1}{T_{mx}} i_i = \pm\frac{1}{T_{mx}} i_s. \quad (14)$$

În ecuaţiile (11), (13) şi (12), (14) semnul mărimilor perturbatoare din termenul liber se atribuie în funcţie de regimul în care funcţionează motorul şi rezultă semnul mărimilor Ω, i_i şi C.

Cu ipotezele simplificatoare arătate mai sus la punctele a—e se obţin ecuaţii diferenţiale liniare de ordinul doi, mărimile T_x şi T_{mx} fiind constante.

În realitate, mărimile T_x şi T_{mx} nu sînt riguros constante, motivele principale fiind variaţia fluxului şi neliniaritatea circuitului magnetic al maşinii. Valoarea şi repartiţia fluxului de excitaţie rezultant din maşina de curent continuu sînt determinate nu numai de către curentul de excitaţie, constant, ci şi de reacţia indusului, curenţii turbionari şi fenomenul de histerezis. Trebuie amintită şi acţiunea amortizantă pe care o au curenţii turbionari asupra variaţiei cîmpului magnetic de comutaţie [10]. Datorită tot influenţei curenţilor turbionari, cuplul electromagnetic dezvoltat de maşină nu variază proporţional cu curentul [1], [9].

Aproximaţia că T_x şi T_{mx} sînt constante este frecvent utilizată în studiul proceselor tranzitorii la maşina de curent continuu cu excitaţie în paralel [1], [2], [5], [8], [9].

Pentru cele mai multe cazuri practice de acţionare ecuaţiile diferenţiale (11) şi (12) cuprind cu suficientă exactitate fenomenele tranzitorii care au loc în motorul de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

În legătură cu relaţiile (13) şi (14) trebuie remarcat faptul că ele se utilizează frecvent în proiectarea acţionărilor electrice în cazurile în care nu se cunoaşte valoarea lui L sau, în general, cînd constanta de timp electromagnetică este neglijabilă în raport cu constanta de timp electromecanică.

3. Compunerea schemei modelului

3.1. Datorită caracterului individual al programării problemelor pentru rezolvarea cu ajutorul calculatoarelor analogice, în literatura de specialitate cercetată [3] — [7] se arată că se tratează exemplele de programare într-un mod cu totul principial, fără a prezenta, în general, scheme calitative definitive pentru utilizare practică.

Acest articol constituie o încercare de a înlătura această lacună pentru cazul concret al motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

La baza elaborării lucrării a stat observaţia că felul programării influenţează calitatea soluţiei obţinute cu ajutorul modelului şi că modul de formulare a ecuaţiilor matematice determină în mare măsură numărul şi felul elementelor operaţionale necesare în schemă, precum şi numărul mărimilor care se pot studia direct şi simultan pe model.

În lucrare se studiază posibilităţile de programare calitativă a problemei puse şi se prezintă mai multe variante posibile pentru schema modelului analogic, cu scopul de a putea alege varianta cea mai avantajoasă din punctul de vedere al programării cantitative, al exactităţii rezultatelor obţinute cu ajutorul modelului, al numărului de elemente operaţionale necesare, al condiţiilor iniţiale, al caracterului de generalitate a modelului, precum şi al simplităţii şi uşurinţei modificării pe model a condiţiilor, respectiv regimurilor de funcţionare.

Pentru fiecare variantă a modelului se tratează problema condiţiilor iniţiale, indicîndu-se modul de stabilire a acestora.

În toate cazurile, la compunerea schemei modelului, s-a ţinut seamă de faptul că operatorii electronici inversează semnul la ieşire.

3.2. Studiul posibilităţilor de programare calitativă a permis stabilirea metodelor arătate în continuare pentru compunerea schemei modelului analogic al motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.

Metoda I. Modelarea ecuaţiilor diferenţiale date. La această metodă se porneşte de la ecuaţiile diferenţiale (11) şi (12), respectiv

(13) şi (14). Modelele analogice obţinute prin această metodă nu permit studierea simultană a fenomenelor tranzitorii $\Omega = f(t)$ şi $i_i = f(t)$, ci numai separat.

Ecuaţiile diferenţiale (11) şi (12), respectiv (13) şi (14) fiind de aceeaşi formă, modelele analogice corespunzătoare vor fi aceleaşi; deosebirea apare numai la mărimile perturbatoare (tensiunile de intrare) şi la condiţiile iniţiale.

Variantele modelului analogic analizate în continuare pot fi realizate în principiu fie cu operatori de integrare, fie cu operatori de diferenţiere.

a) Modelarea ecuaţiilor diferenţiale date cu operatori de integrare

Varianta 1

Se scrie ecuaţia diferenţială (11) sub forma:

$$\frac{d\Omega}{dt} = A_1 + \int\left(\frac{\pm\Omega_0 \mp \Delta\Omega_{sx}}{T_x \cdot T_{mx}} - \frac{\Omega}{T_x \cdot T_{mx}}\right)dt - \frac{\Omega}{T_x} \tag{15}$$

şi în continuare:

$$\Omega = A_2 + \int\left[A_1 + \int\left(\frac{\pm\Omega_0 \mp \Delta\Omega_{sx}}{T_x T_{mx}} - \frac{\Omega}{T_x T_{mx}}\right)dt - \frac{\Omega}{T_x}\right]dt. \tag{16}$$

Pentru compunerea corectă a schemei modelului corespunzător ecuaţiei (11), ţinînd seamă de observaţia făcută mai sus cu privire la semne, se va scrie:

$$\Omega = A_2 - \int\left\{-\left[A_1 - \int\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_x T_{mx}} + \frac{\Omega}{T_x T_{mx}}\right)dt\right] + \frac{\Omega}{T_x}\right\}dt. \tag{17}$$

În mod analog, pentru ecuaţia diferenţială (12) se poate scrie:

$$i_i = B_2 - \int\left\{-\left[B_1 - \int\left(\mp\frac{i_s}{T_x T_{mx}} + \frac{i_i}{T_x T_{mx}}\right)dt\right] + \frac{i_i}{T_x}\right\}dt. \tag{18}$$

Pentru cazul $L = 0$ se obţine:

$$\Omega = A_2 - \int\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_{mx}} + \frac{\Omega}{T_{mx}}\right)dt; \tag{19}$$

$$i_i = B_2 - \int\left(\mp\frac{i_s}{T_{mx}} + \frac{i_i}{T_{mx}}\right)dt. \tag{20}$$

Constantele de integrare A_1 şi A_2, respectiv B_1 şi B_2, se determină din condiţiile iniţiale.

Scrierea ecuaţiilor diferenţiale (11) şi (12) sub forma (17), respectiv (18) şi a ecuaţiilor diferenţiale (13) şi (14) sub forma (19), respectiv (20), precum şi observaţia făcută mai sus cu privire la structura asemănătoare a modelelor analogice pentru Ω şi pentru i_i, permit compunerea schemei modelului ecuaţiilor diferenţiale date sub forma reprezentată în figura 2, *a* pentru cazul $L \neq 0$, respectiv în figura 2, *b* pentru cazul $L = 0$. În schemele

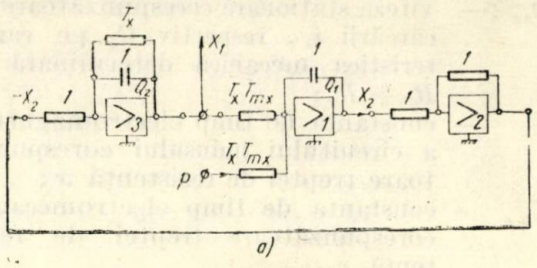


Fig. 2. Schema calitativă de programare, varianta 1:
a) cazul $L \neq 0$ b) cazul $L = 0$
pentru $\Omega = f(t)$: $P = \mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}$, $Q_1 = A_1$; $Q_2 = A_2$,
$X_1 = \Omega$, $X_2 = \frac{d\Omega}{dt} + \frac{\Omega}{T_x}$;
pentru $i_i = f(t)$: $P = \mp i_s$, $Q_1 = B_1$; $Q_2 = B_2$,
$X_1 = i_i$; $X_2 = \frac{di_i}{dt} + \frac{i_i}{T_x}$.

din figura 2, reprezentate atît pentru $\Omega = f(t)$, cît şi pentru $i_i = f(t)$, s-au notat cu: P — mărimea de intrare; Q — mărimile determinate de condiţiile iniţiale şi X — mărimile de studiat. Valorile mărimilor P,Q şi X corespunzătoare relaţiilor (17) şi (19) pentru $\Omega = f(t)$, respectiv (18) şi (20) pentru $i_i = f(t)$, sînt arătate în textul de sub figura 2.

Studiul condiţiilor iniţiale. Deoarece în cazul unui sistem fizic real, valoarea mărimilor cercetate în momentul iniţial condiţionează desfăşurarea procesului studiat, în cadrul lucrării s-a acordat o importanţă deosebită acestei probleme.

Pentru determinarea constantelor de integrare trebuie să se cunoască valorile iniţiale $|\Omega|_{t=0} = \Omega_{(0)}$ şi $\left|\frac{d\Omega}{dt}\right|_{t=0} = \Omega'_{(0)}$, respectiv $|i_i|_{t=0} = i_{i(0)}$ şi $\left|\frac{di_i}{dt}\right|_{t=0} = i'_{i(0)}$.

Valorile $\Omega_{(0)}$ şi $i_{i(0)}$ sînt cunoscute direct prin datele problemei, iar valorile $\Omega'_{(0)}$ şi $i'_{i(0)}$ se determină în felul arătat în continuare.

Pentru ilustrarea demonstraţiei se consideră cazul concret al pornirii în trepte a motorului, reprezentat prin $\Omega = f(i)$ în figura 3, dar relaţiile sînt scrise pentru cazul general al oricărui regim tranzitoriu.

Pe de o parte, mărimea $\Omega'_{(0)}$ rezultă din ecuația mișcării (5) scrisă sub forma:

$$\Omega'_{(0)} = \frac{C_{(0)} \mp C_{s(0)}}{\theta}, \tag{21}$$

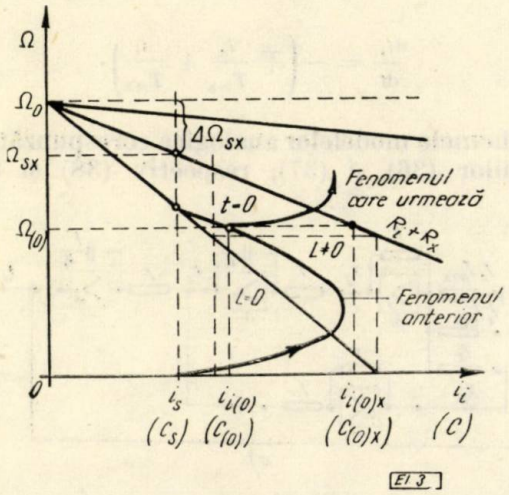


Fig. 3. Caracteristicile mecanice la pornirea în trepte a motorului, servind pentru studiul condițiilor inițiale.

care, pe baza relațiilor (4). (7) și (10) poate fi transformată și folosită pentru valorile mărimilor cunoscute inițial, astfel:

$$\Omega'_{(0)} = \frac{K\, i_{i(0)} \mp C_{s(0)}}{\theta} = \frac{i_{i(0)} \mp i_{s(0)}}{\theta} K =$$

$$= \frac{i_{i(0)} \mp i_{s(0)}}{i_s} \cdot \frac{\Delta \Omega_{sx}}{T_{mx}} = \frac{K\, i_{i(0)} \mp C_{s(0)}}{C_s} \cdot \frac{\Delta \Omega_{sx}}{T_{mx}}. \tag{22}$$

Pe de altă parte, mărimea $\Omega'_{(0)}$ rezultă din relația (15), astfel:

$$\Omega'_{(0)} = A_1 - \frac{\Omega_{(0)}}{T_x}. \tag{23}$$

Deci pe baza relațiilor (22) și (23), precum și a relației (16) se obțin constantele de integrare A_1 și A_2 sub forma:

$$A_1 = \frac{K\, i_{i(0)} \mp C_{s(0)}}{\theta} + \frac{\Omega_{(0)}}{T_x} = \frac{i_{i(0)} \mp i_{s(0)}}{\theta} K +$$

$$+ \frac{\Omega_{(0)}}{T_x} = \frac{i_{i(0)} \mp i_{s(0)}}{i_s} \cdot \frac{\Delta \Omega_{sx}}{T_{mx}} + \frac{\Omega_{(0)}}{T_x} =$$

$$= \frac{K\, i_{i(0)} \mp C_{s(0)}}{C_s} \cdot \frac{\Delta \Omega_{sx}}{T_{mx}} + \frac{\Omega_{(0)}}{T_x}; \tag{24}$$

$$A_2 = \Omega_{(0)}. \tag{25}$$

De asemenea, valoarea inițială $i'_{i(0)}$ se determină din relațiile (1) și (2) scrise sub forma:

$$i'_{i(0)} = \frac{u - K\, \Omega_{(0)} - i_{i(0)} (R_i + R_x)}{L}, \tag{26}$$

în care, dacă se înlocuiește $K\Omega_{(0)}$ pe baza notațiilor din figura 3 cu:

$$K\, \Omega_{(0)} = u - i_{i(0)x} (R_i + R_x), \tag{27}$$

se obține:

$$i'_{i(0)} = \frac{i_{i(0)x} - i_{i(0)}}{T_x}. \tag{28}$$

Pe baza demonstrației făcute rezultă semnificația fenomenologică a curentului $i_{i(0)x}$, astfel: curentul $i_{i(0)x}$ reprezintă acea valoare fictivă spre care ar tinde curentul indusului i_i dacă, din momentul inițial, viteza motorului ar rămîne nemodificată la valoarea $\Omega = \Omega_{(0)} =$ = const. Relația (28), reprezentată în figura 4, arată că în acest caz curentul ar varia exponențial, variația fiind influențată numai de valoarea inductivității L.

Deoarece, pe baza figurii 3 se obține:

$$i'_{i(0)x} = \frac{\pm \Omega_0 - \Omega_{(0)}}{\Delta \Omega_{sx}} s, \tag{29}$$

relația (28) se poate transforma, pentru valorile cunoscute inițial, astfel:

$$i'_{i(0)} = \frac{\pm \Omega_0 - \Omega_{(0)}}{\Delta \Omega_{sx}} \cdot \frac{i_s}{T_x} - \frac{i_{i(0)}}{T_x} = \frac{\pm \Omega_0 - \Omega_{(0)}}{K\, T_x\, T_{mx}} \theta -$$

$$- \frac{i_{i(0)}}{T_x}. \tag{30}$$

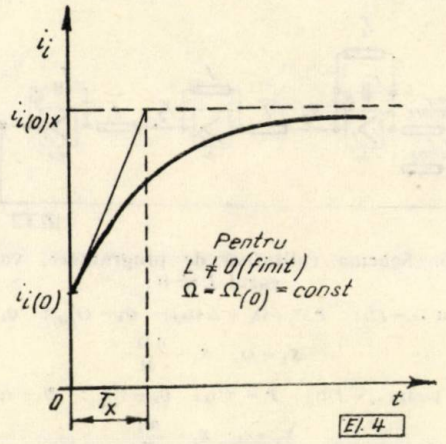


Fig. 4. Explicarea semnificației fenomenologice a curentului $i_{i(0)x}$.

Pe de altă parte, valoarea $i'_{i(0)}$ rezultă din relația (18) în forma:

$$i'_{i(0)} = B_1 - \frac{i_{i(0)}}{T_x}. \tag{31}$$

Deci, pe baza relațiilor (30) și (31), precum și a relației (18), se obțin constantele de integrare B_1 și B_2 sub forma:

$$B_1 = \frac{\pm \Omega_0 - \Omega_{(0)}}{\Delta \Omega_{sx}} \cdot \frac{i_s}{T_x} = \frac{\pm \Omega_0 - \Omega_{(0)}}{K\, T_x\, T_{mx}} \theta; \tag{32}$$

$$B_2 = i_{i(0)}. \tag{33}$$

În relaţiile (22), (24) şi (25), respectiv (30), (32) şi (33), mărimile iniţiale $i_{i(0)}$ şi $\Omega_{(0)}$ se înlocuiesc cu semnul lor cunoscut din datele problemei, iar pentru mărimile perturbatoare C_s, i_s, $\Delta\Omega_{sx}$ şi Ω_0 se alege semnul corespunzător regimului în care funcţionează acţionarea, respectînd convenţia privind semnul cuplurilor.

Varianta 2

Pentru cazul $L \neq 0$ se pot compune scheme mai simple şi mai intuitive din punctul de vedere al condiţiilor iniţiale şi care permit urmărirea directă pe model şi a derivatei de ordinul întîi a mărimilor Ω şi i_i, dacă se scriu relaţiile (17) şi (18) sub forma :

$$\Omega = \Omega_{(0)} - \int\left(-\frac{\mathrm{d}\Omega}{dt}\right)\mathrm{d}t = \Omega_{(0)} - \int\left\{-\left[\Omega'_{(0)} - \int\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_x T_{mx}} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + \frac{\Omega}{T_x T_{mx}}\right)\mathrm{d}t\right]\right\}\mathrm{d}t; \quad (34)$$

$$i_i = i_{i(0)} - \int\left(-\frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t}\right)\mathrm{d}t = i_{i(0)} - \int\left\{-\left[i'_{i(0)} - \int\left(\mp\frac{i_s}{T_x T_{mx}} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} + \frac{i_i}{T_x T_{mx}}\right)\mathrm{d}t\right]\right\}\mathrm{d}t. \quad (35)$$

Relaţiile (34) şi (35) avînd aceeaşi structură, modelele lor analogice s-au reprezentat prin aceeaşi schemă în figura 5, ca şi în cazul variantei 1.

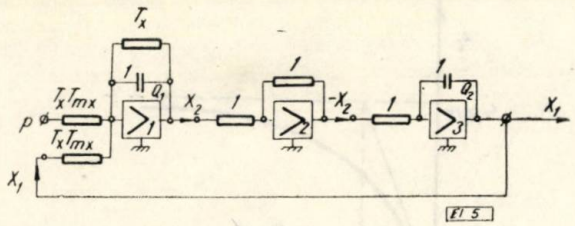


Fig. 5. Schema calitativă de programare, varianta 2, cazul $L \neq 0$:

pentru $\Omega = f(t)$: $P = \mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}$; $Q_1 = \Omega'_{(0)}$; $Q_2 = \Omega_{(0)}$;

$$X_1 = \Omega; \quad X_2 = \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t};$$

pentru $i_i = f(t)$: $P = \mp i_s$; $Q_1 = i'_{i(0)}$; $Q_2 = i_{i(0)}$;

$$X_1 = i_i; \quad X_2 = \frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t}.$$

În ce priveşte condiţiile iniţiale se pot folosi rezultatele studiului efectuat în cadrul variantei 1. Valorile $\Omega_{(0)}$ şi $i_{i(0)}$ fiind cunoscute din datele problemei, rămîne să se determine valorile $\Omega'_{(0)}$ şi $i'_{i(0)}$ cu ajutorul relaţiilor (22), respectiv (30).

Varianta 3

Pentru cazul $L \neq 0$ se scriu ecuaţiile diferenţiale (11) şi (12) sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}^2\Omega}{\mathrm{d}t^2} = -\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_x T_{mx}} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + \frac{\Omega}{T_x T_{mx}}\right); \quad (36)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_i}{\mathrm{d}t^2} = -\left(\mp\frac{i_s}{T_x T_{mx}} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} + \frac{i_i}{T_x T_{mx}}\right) \quad (37)$$

şi analog pentru cazul $L = 0$, ecuaţiile (13) şi (14) devin :

$$\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_{mx}} + \frac{\Omega}{T_{mx}}\right); \quad (38)$$

$$\frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} = -\left(\mp\frac{i_s}{T_{mx}} + \frac{i_i}{T_{mx}}\right). \quad (39)$$

Schemele modelelor analogice corespunzătoare relaţiilor (36) şi (37), respectiv (38) şi (39),

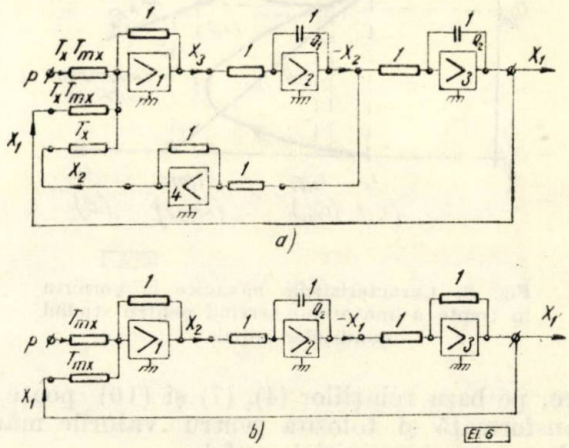


Fig. 6. Schema calitativă de programare, varianta 3. a) cazul $L \neq 0$ b) cazul $L = 0$

pentru $\Omega = f(t)$: $P = \mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}$; $Q_1 = -\Omega'_{(0)}$; $Q_2 = \Omega_{(0)}$;

$$X_1 = \Omega; \quad X_2 = \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}; \quad X_3 = \frac{\mathrm{d}^2\Omega}{\mathrm{d}t^2};$$

pentru $i_i = f(t)$: $P = \mp i_s$; $Q_1 = -i'_{i(0)}$; $Q_2 = i_{i(0)}$;

$$X_1 = i_i; \quad X_2 = \frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t}, \quad X_3 = \frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t^2}$$

sînt reprezentate în figura 6, *a* pentru cazul $L \neq 0$, respectiv în figura 6, *b* pentru cazul $L = 0$.

Dacă pentru cazul particular $L = 0$ se ţine seamă de faptul că operatorii electronici de calcul permit cumularea operaţiilor, atunci schema din figura 6, *b* poate fi simplificată şi adusă la forma din figura 2, *b*.

În ce priveşte condiţiile iniţiale sînt valabile observaţiile făcute în cadrul variantei 2.

Varianta 4

Pentru cazul $L \neq 0$ se pot compune scheme mai simple decît în varianta 3, dacă se scriu ecuaţiile diferenţiale (11) şi (12) sub forma :

$$\frac{\mathrm{d}^2\Omega}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = -\left(\frac{\mp\Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}}{T_x T_{mx}} + \frac{\Omega}{T_x T_{mx}}\right); \quad (40)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_i}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1}{T_x}\frac{\mathrm{d}i_i}{\mathrm{d}t} = -\left(\mp\frac{i_s}{T_x T_{mx}} + \frac{i_i}{T_x T_{mx}}\right). \quad (41)$$

Acestui mod de scriere a ecuațiilor diferențiale date îi corespunde schema reprezentată în figura 7.

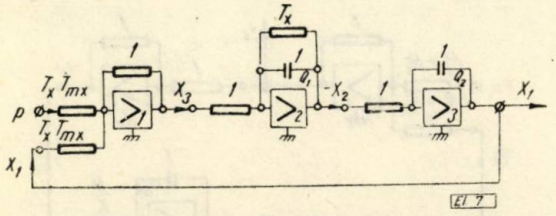


Fig. 7. Schema calitativă de programare, varianta 4, cazul $L \neq 0$.

pentru $\Omega = f(t)$: $P = \mp \Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}$; $Q_1 = -\Omega'_{(0)}$; $Q_2 = \Omega_{(0)}$:

$$X_1 = \Omega; \quad X_2 = \frac{d\Omega}{dt} \quad X_3 = \frac{d^2\Omega}{dt^2} + \frac{1}{T_x}\frac{d\Omega}{dt};$$

pentru $i_i = f(t)$: $P = \mp i_s$; $Q_1 = -i'_{i(0)}$; $Q_2 = i_{i(0)}$:

$$X_1 = i_i; \quad X_2 = \frac{di_i}{dt}; \quad X_3 = \frac{d^2 i_i}{dt^2} + \frac{1}{T_x}\frac{di_i}{dt}.$$

În ce privește condițiile inițiale sînt valabile observațiile făcute în cadrul variantei 2.

b. Modelarea ecuațiilor diferențiale date cu operatori de diferențiere

Varianta 5

Pentru cazul $L \neq 0$ se scriu ecuațiile diferențiale (11) și (12) sub forma:

$$\Omega = -\left[(\mp \Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}) + T_{mx}\frac{d\Omega}{dt} + T_x T_{mx}\frac{d^2\Omega}{dt^2}\right]; \quad (42)$$

$$i_i = -\left(\mp i_s + T_{mx}\frac{di_i}{dt} + T_x T_{mx}\frac{d^2 i_i}{dt^2}\right) \quad (43)$$

și analog, pentru cazul $L = 0$, ecuațiile (13) și (14) devin:

$$\Omega = -\left[(\mp \Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}) + T_{mx}\frac{d\Omega}{dt}\right]; \quad (44)$$

$$i_i = -\left(\mp i_s + T_{mx}\frac{di_i}{dt}\right). \quad (45)$$

Corespunzător acestui mod de scriere a ecuațiilor diferențiale date se pot compune schemele modelului analogic cu operatori de diferențiere sub forma dată în figura 8,*a* pentru cazul $L \neq 0$ și în figura 8, *b* pentru cazul $L = 0$.

Pentru stabilirea valorilor inițiale ale mărimilor pe condensatoarele operatorilor de diferențiere se pot folosi rezultatele studiului efectuat în cadrul variantei 1. $\Omega_{(0)}$ și $i_{i(0)}$ fiind cunoscute din datele problemei, rămîne să se determine valorile $\Omega'_{(0)}$ și $i'_{i(0)}$ cu ajutorul relațiilor (22), respectiv (30).

La această variantă trebuie remarcat faptul că precizia rezultatelor care se obțin este redusă datorită erorii pronunțate a operatorilor de diferențiere. Din această cauză și deoarece problemele se pot rezolva și cu operatori de integrare, care se caracterizează printr-o precizie mai mare, multe calculatoare analogice nici nu au operatori de diferențiere [3]. Această variantă, prezentată în lucrare ca o posibilitate principială, pe cît posibil se va evita.

Metoda II. Compunerea modelului comun. La această metodă, pentru cazul concret tratat în lucrare, se pornește de la relațiile matematice (1) — (5). Schema modelului analogic obținută prin această metodă permite studierea simultană a fenomenelor tranzitorii $\Omega = f(t)$ și $i_i = f(t)$ pe același model comun.

Varianta 6

Pentru compunerea schemei modelului comun este necesar să se stabilească expresiile mărimilor i_i și Ω astfel încît să se bucure de următoarele proprietăți:

— să existe simultan;

— fiecare din mărimile i_i și Ω să fie exprimată explicit și în funcție de cealaltă, prin

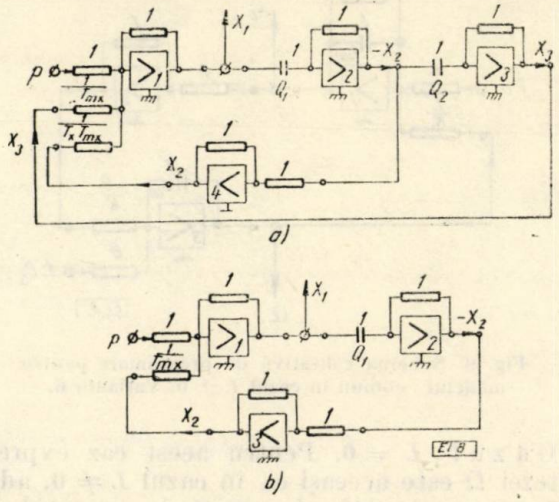


Fig. 8. Schema calitativă de programare, varianta 5: a) cazul $L \neq 0$ b) cazul $L = 0$

pentru $\Omega = f(t)$: $P = \mp \Omega_0 \pm \Delta\Omega_{sx}$; $Q_1 = \Omega_{(0)}$; $Q_2 = -\Omega'_{(0)}$:

$$X_1 = \Omega; \quad X_2 = \frac{d\Omega}{dt}; \quad X_3 = \frac{d^2\Omega}{dt^2};$$

pentru $i_i = f(t)$: $P = \mp i_s$; $Q_1 = i_{i(0)}$; $Q_2 = -i'_{i(0)}$;

$$X_1 = i_i \quad ; X_2 = \frac{di_i}{dt}; \quad X_3 = \frac{d^2 i_i}{dt^2}.$$

aceasta asigurîndu-se legătura matematică necesară realizării pe modelul analogic a legăturii fenomenologice care există între curentul și viteza motorului.

Cazul $L \neq 0$. Expresia curentului i_i rezultă din relațiile (1) și (2), în forma:

$$i_i = B_2 + \int\left(\pm\frac{1}{L}u - \frac{K}{L}\Omega - \frac{R_i + R_x}{L}i_i\right)dt. \quad (46)$$

Expresia vitezei Ω rezultă din relaţiile (4) şi (5), astfel :

$$\Omega = A_2 + \int\left(\frac{K}{\theta} i_i \mp \frac{1}{\theta} C_s\right) dt. \qquad (47)$$

Pentru compunerea corectă a modelului din punctul de vedere al semnelor, relaţiile (46) şi (47) se vor scrie sub forma :

$$i_i = i_{i(0)} - \int\left(\mp \frac{1}{L} u + \frac{K}{L} \Omega + \frac{1}{T_x} i_i\right) dt ; \qquad (48)$$

$$\Omega = \Omega_{(0)} - \int\left(-\frac{K}{\theta} i_i \pm \frac{1}{\theta} C_s\right) dt. \qquad (49)$$

Relaţiile (48) şi (49) exprimă în mod explicit faptul că fenomenele $i_i = f(t)$ şi $\Omega = f(t)$ au loc simultan şi se influenţează reciproc. Pe baza acestui mod de exprimare matematică a fenomenelor se poate compune schema modelului analogic a motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie sub forma reprezentată în figura 9.

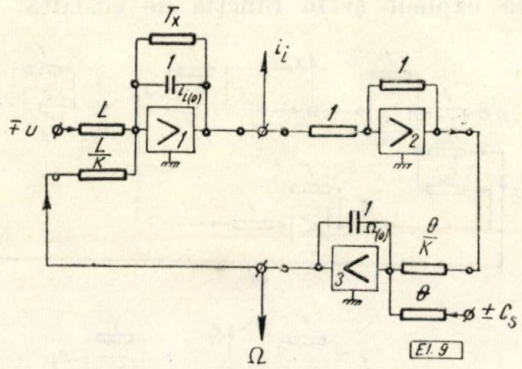


Fig. 9. Schema calitativă de programare pentru modelul comun în cazul $L \neq 0$. Varianta 6.

C a z u l $L = 0$. Pentru acest caz expresia vitezei Ω este aceeaşi ca în cazul $L \neq 0$, adică (47), respectiv (49), iar expresia curentului i_i rezultă din relaţiile (1) şi (2), astfel :

$$i_i = \pm \frac{u}{R_i + R_x} - \frac{K}{R_i + R_x} \cdot \Omega \qquad (50)$$

sau :

$$i_i = -\left(\mp \frac{u}{R_i + R_x} + \frac{K}{R_i + R_x} \Omega\right). \qquad (51)$$

Pe baza relaţiilor (51) şi (49) se obţine schema modelului comun sub forma reprezentată în figura 10.

Varianta din figura 10 a schemei modelului comun a fost obţinută scriind expresiile mărimilor i_i şi Ω separat.

V a r i a n t a 7

În cazul $L = 0$ se poate realiza o schemă mai simplă pentru modelul comun, dacă se introduce expresia uneia dintre mărimile studiate în expresia celeilalte şi se asigură condiţia ca în noua expresie obţinută să apară

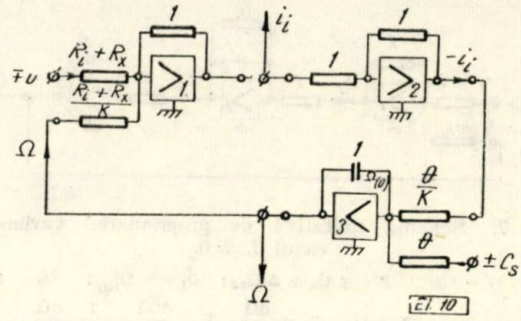


Fig. 10. Schema calitativă de programare pentru modelul comun în cazul $L = 0$. Varianta 6.

explicit ambele mărimi, aşa cum se arată în continuare.

Introducînd valoarea lui i_i din expresia (50) în (49) şi apoi din aceasta valoarea lui Ω în (51) şi folosind relaţia (10), se obţine noua expresie căutată sub forma :

$$i_i = -\left\{\mp \frac{u}{R_i + R_x} + \frac{K}{R_i + R_x}\left[\Omega_{(0)} - \int\left(\mp \frac{u}{K\, T_{mx}} + \frac{\Omega}{T_{mx}} \pm \frac{C_s}{\theta}\right) dt\right]\right\}, \qquad (52)$$

Pe baza acestui mod de exprimare matemamatică a fenomenelor se poate compune schema modelului comun pentru cazul $L = 0$ sub forma reprezentată în figura 11.

Din figurile 9, 10 şi 11 se constată că stabilirea valorilor iniţiale pe modelul comun este foarte simplă ; este suficient să se cunoască la $t = 0$ valoarea mărimilor $\Omega_{(0)}$ şi $i_{i(0)}$, corespunzătoare cărora se încarcă iniţial condensatoarele operatorilor de integrare.

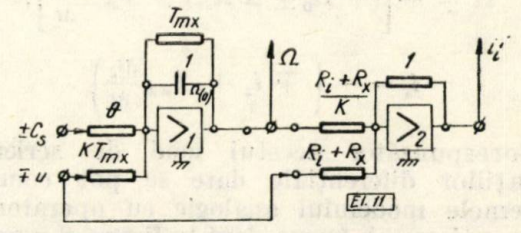


Fig. 11. Schema calitativă de programare pentru modelul comun în cazul $L = 0$. Varianta 7.

4. Observaţii

4.1. Pentru programarea cantitativă este indicat, în general, ca mărimile care apar în schema calitativă a modelului să fie cunoscute direct prin datele problemei, astfel încît să nu fie necesară calcularea lor prealabilă. Importanţa acestei indicaţii apare mai ales în cazul în care mărimile perturbatoare sau

parametrii sistemului variază după o lege oarecare.

În scopul satisfacerii indicației enunțate pentru cazul concret studiat în lucrare se pot folosi relațiile (6) — (10). De exemplu, mă-

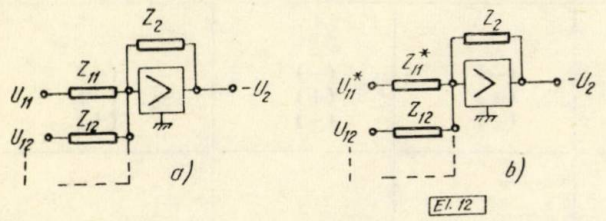


Fig. 12. Schema generală a operatorului electronic de calcul:
a — forma inițială; *b* — forma echivalentă transformată.

rimea de intrare ($\mp \Omega_0 \pm \Delta \Omega_{sx}$) în operatorul 1 din schemele reprezentate în figurile: 2,*a*, 2,*b*, 5, 6,*a*, 6,*b*, 7, 8, *a*, și 8,*b* nu este cunoscută direct, mai ales dacă parametrii acționării — în special u, C_s, R_x — variază în timp.

În continuare se prezintă modificările necesare pentru transformarea mărimii ($\mp \Omega_0 \pm \pm \Delta \Omega_{sx}$) în mărimi cunoscute direct, de exemplu u și C_s.

Problema se rezolvă întîi pentru cazul general al operatorului electronic de calcul reprezentat în figura 12, *a*, pentru care se poate scrie:

$$U_2 = -Z_2\left(\frac{U_{11}}{Z_{11}} + \frac{U_{12}}{Z_{12}} + \ldots\right). \qquad (53)$$

Pentru ca la înlocuirea unei mărimi de intrare cu alta, de exemplu U_{11} cu U_{11}^*, rezultatul să rămînă nemodificat și admițînd $Z_2 = \text{const.}$, se impune condiția:

$$\frac{U_{11}}{Z_{11}} = \frac{U_{11}^*}{Z_{11}^*} = \text{const.}, \qquad (54)$$

din care se poate calcula noua valoare Z_{11}^* impusă impedanței de intrare. Se obține situația reprezentată în figura 12,*b*.

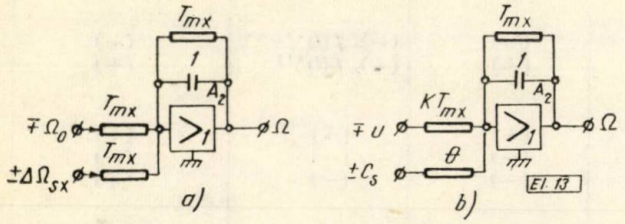


Fig. 13. Schemele transformate ale schemei calitative de programare pentru $\Omega = f(t)$ din figura 2,*b*;
a — forma intermediară; *b* — forma echivalentă finală.

Se consideră cazul schemei simple din figura 2,*b*. Înainte de toate se face transformarea arătată prin schema reprezentată în figura 13, *a*. Din relațiile (6) și (7) rezultă că mărimile Ω_0 și $\Delta \Omega_{sx}$ pot fi înlocuite cu mărimile u, respectiv C_s, cunoscute direct. Condiția exprimată prin (54) va trebui să fie aplicată de două ori, astfel:

$U_{11} = \mp \Omega_0$; $Z_{11} = T_{mx}$; se pune $U_{11}^* = \mp u$

și rezultă:

$$Z_{11}^* = Z_{11}\frac{U_{11}^*}{U_{11}} = T_{mx}\frac{u}{\Omega_0} = T_{mx}K.$$

La fel

$$U_{12} = \pm \Delta \Omega_{sx}; \quad Z_{12} = T_{mx};$$
$$\text{se pune } U_{12}^* = \pm C_s$$

și rezultă

$$Z_{12}^* = Z_{12}\frac{U_{12}^*}{U_{12}} = T_{mx}\frac{C_s}{\Delta \Omega_{sx}} = T_{mx}\frac{\theta}{T_{mx}} = \theta,$$

dacă se aplică și relațiile (7) și (10).

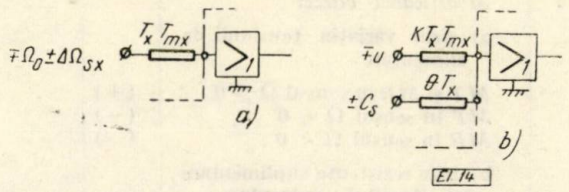


Fig. 14. Modul de transformare a schemei calitative de programare pentru $\Omega = f(t)$ din figurile: 2,*a*, 5, 6,*a* și 7:
a — forma inițială; *b* — forma echivalentă transformată.

Schema transformată a modelului din figura 2,*b* este reprezentată în figura 13, *b*.

În mod analog se poate proceda pentru schemele din figurile: 2,*a*, 5, 6,*a*, 6,*b*, 7, 8,*a* și

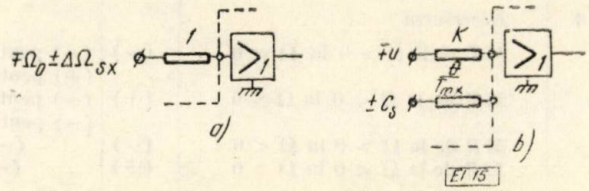


Fig. 15. Modul de transformare a schemei calitative de programare pentru $\Omega = f(t)$ din figurile 8,*a* și 8, *b*.
a — forma inițială; *b* — forma echivalentă transformată.

8,*b*. Cele două cazuri reprezentative de transformare care mai apar în variantele arătate sînt prezentate în figura 14 și în figura 15. Transformarea arătată prin figura 13 este valabilă și pentru schema din figura 6,*b*.

4.2. Schemele modelului analogic al motorului de curent continuu cu excitație în derivație, sub toate variantele prezentate în lucrare, s-au întocmit pentru cazul în care atît mărimile perturbatoare, adică u sau Ω_0 și C_s, i_s sau $\Delta \Omega_{sx}$, cît și parametrii acționării, adică T_x și T_{mx} sau L, R_x, K și θ, rămîn constante în timpul desfășurării fenomenelor tranzitorii.

Dacă în timpul desfășurării fenomenelor tranzitorii variază una sau mai multe din mări-

Situația datelor necesare pentru aplicarea concretă a schemelor modelului în

Nr. crt.	Regimul de funcționare nestaționară	Semnul mărimilor perturbatoare din instalația reală		Semnul și valoarea ***) mărimilor		
		u, Ω_0	$C_s, \Delta\Omega_{sx}, i_s$	u	Ω_0	C_s
1	*Pornirea*					
	MT și MR în sensul $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−)	(−)	(+)
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	(+)	(+)	(+)	(−)
	MR în sensul $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+)	(+)	(+)
2	*Funcționarea*					
	cu sarcină variabilă					
	a) C_s reactiv *)					
	MT în sensul $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−)	(−)	(+), $f(t)$
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	(+)	(+)	(+)	(−), $f(t)$
	b) C_s oscilant **)					
	MT în sensul $\Omega > 0$	(+)	($\pm$)	(−)	(−)	($\pm$), $f(t)$
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	($\mp$)	(+)	(+)	($\mp$), $f(t)$
3	*Modificarea vitezei*					
	a) prin variația tensiunii de alimentare					
	MT și MR în sensul $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−), $f(t)$	(−), $f(t)$	(+)
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	(+)	(+), $f(t)$	(+), $f(t)$	(−)
	MR în sensul $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+), $f(t)$	(+), $f(t)$	(+)
	b) prin rezistențe suplimentare în circuitul indusului					
	MT și MR în sensul $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−)	(−)	(+)
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	(+)	(+)	(+)	(−)
	MR în sensul $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+)	(+)	(+)
	c) prin slăbire de cîmp					
	MT și MR în sensul $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−)	(−), $f(t)$**)	(+)
	MT în sensul $\Omega < 0$	(−)	(+)	(+)	(+), $f(t)$**)	(−)
	MR în sensul $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+)	(+), $f(t)$**)	(+)
4	*Reversarea*					
	MT de la $\Omega > 0$ la $\Omega < 0$	(−)	(−) pentru $\Omega \geqslant 0$ (+) pentru $\Omega \leqslant 0$	(+)	(+)	(+) pentru $\Omega \leqslant 0$ (−) pentru $\Omega \geqslant 0$
	MT de la $\Omega < 0$ la $\Omega > 0$	(+)	(+) pentru $\Omega \leqslant 0$ (−) pentru $\Omega \geqslant 0$	(−)	(−)	(−) pentru $\Omega \leqslant 0$ (+) pentru $\Omega \geqslant 0$
	MR de la $\Omega > 0$ la $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+)	(+)	(+)
	MR de la $\Omega < 0$ la $\Omega > 0$	(+)	(−)	(−)	(−)	(+)
5	*Frînarea*					
	a) cu recuperare de energie					
	MT în sensul $\Omega > 0$	(+)	(+)	(−)	(−), $f(t)$**)	(−)
	MT și MR în sensul $\Omega < 0$	(−)	(−)	(+)	(+), $f(t)$**)	(+)
	b) prin contracurent					
	MT și MR de la $\Omega > 0$ la $\Omega = 0$	(−)	(−)	(+)	(+)	(+)
	MT de la $\Omega < 0$ la $\Omega = 0$	(+)	(+)	(−)	(−)	(−)
	MR de la $\Omega < 0$ la $\Omega = 0$	(+)	(−)	(−)	(−)	(+)
	c) reostatică					
	MT și MR de la $\Omega > 0$ la $\Omega = 0$	0	(−)	0	0	(+)
	MT de la $\Omega < 0$ la $\Omega = 0$	0	(+)	0	0	(−)
	MR de la $\Omega < 0$ la $\Omega = 0$	0	(−)	0	0	(+)

Notă: MT – Motorul acționează mecanisme de translație;
MR – Motorul acționează mecanisme de ridicare;
*) – dacă în timpul desfășurării fenomenelor tranzitorii se modifică rezistența circuitului indusului;
**) – dacă în timpul desfășurării fenomenelor tranzitorii se modifică fluxul de excitație al motorului;
***) – la stabilirea valorii mărimilor de intrare C_s, $\Delta\Omega_{sx}$, i_s se va avea în vedere caracteristica $C_s = f(\Omega)$;
0) – prin C_s reactiv se înțelege cuplul static rezistent care acționează totdeauna în sens contrar mișcării;
00) – prin C_s oscilant se înțelege cuplul static rezistent care acționează atît în sens contrar mișcării, cît și în sensul mișcării.

Tabela 1

toate regimurile de funcționare nestaționară posibile

de intrare ale modelului		Coeficienți variabili	Observații
$\Delta\Omega_{sx}$	i_s		
(+), $f(t)^{*)}$ (−), $f(t)^{*)}$ (+), $f(t)^{*)}$	(−) (+) (−)	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx}{}^{*)}$ $T_x\ T_{mx}$ = const.	Pentru MT s-a considerat C_s reactiv°)
(+), $f(t)$ (−), $f(t)$ (±), $f(t)$ (∓), $f(t)$	(−), $f(t)$ (+), $f(t)$ (∓), $f(t)$ (±), $f(t)$	—	C_s, $\Delta\Omega_{sx}$, $i_s = f(t)$ conform diagramei de sarcină
(+) (−) (+)	(−) (+) (−)	—	u, $\Omega_0 = f(t)$ conform programului de modifcare a vitezei
(+)f, $(t)^{*)}$ (−), $f(t)^{*)}$ (+), $f(t)^{*)}$	(−) (+) (−)	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx}{}^{*)}$ $T_x\ T_{mx}$ = const.	Pentru MR în sensul $\Omega < 0$ vezi și regimurile de frînare
(+), $f(t)^{**)}$ (−), $f(t)^{**)}$ (+), $f(t)^{**)}$	(−), $f(t)^{**)}$ (+), $f(t)^{**)}$ (−), $f(t)^{**)}$	K; T_{mx}; $T_x\ T_{mx}{}^{**)}$	Pentru MT s-a corsiderat C_s reactiv°) $i_s = \dfrac{C_s}{k\Phi}$
(+), $f(t)^{*)}$ pentru $\Omega \geqslant 0$ (−), $f(t)^{*)}$ pentru $\Omega \leqslant 0$ (−), $f(t)^{*)}$ pentru $\Omega \leqslant 0$ (+), $f(t)^{*)}$ pentru $\Omega \geqslant 0$ (+), $f(t)^{*)}$ (+), $f(t)^{*)}$	(−) pentru $\Omega \geqslant 0$ (+) pentru $\Omega \leqslant 0$ (+) pentru $\Omega \leqslant 0$ (−) pentru $\Omega \geqslant 0$ (−) (−)	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx})^{*}$ $T_x\ T_{mx}$ = const.	Pentru MT s-a considerat C_s reactiv°)
(−), $f(t)^{*)}$, $f(t)^{**)}$ (+), $f(t)^{*)}$, $f(t)^{**)}$	(+), $f(t)^{**)}$ (−), $f(t)^{**)}$	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx}{}^{*)}$ $T_x\ T_{mx}$ = const. K; T_{mx}; $T_x\ T_{mx}{}^{**)}$	La frînarea prin contracurent și reostatică s-a considerat pentru MT cazul cu C_s reactiv°). La aceste metode de frînare cazurile de MT cu C_s în sensul mișcării se echivalează cu cazul MR pentru $\Omega < 0$ de sub b), respectiv c)
(+), $f(t)^{*)}$ (−), $f(t)^{*)}$ (+), $f(t)^{*)}$	(−) (+) (−)	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx}{}^{*)}$ $T_x\ T_{mx}$ = const.	
(+), $f(t)^{*)}$ (−), $f(t)^{*)}$ (+). $f(t)^{*)}$	(−) (+) (−)	$R_i + R_x$; T_x; $T_{mx}{}^{*)}$ $T_x\ T_{mx}$ = const.	

Tabela 2

Analiza comparativă a variantelor modelului matematic a motorului de curent continuu cu excitație în derivație

Cazul	Varianta	Schema din figură	Criterii de comparație: numărul elementelor operaționale necesare.	mărimi inițiale necesare	mărimi care se pot studia direct și simultan pe model	numărul coeficienților variabili ai modelului la schimbarea valorii parametrilor acționării: R_x	L	Φ	θ	numărul mărimilor de intrare variabile la schimbarea valorii parametrilor acționării: R_x	Φ	Observații
$L \neq 0$	1	2a	3	A_1; $A_2 = \Omega_{(0)}$	$\Omega = f(t)$	1	3	2	2	1	1	variantă dezavantajoasă: complicată din punctul de vedere al condițiilor inițiale; nu permite urmărirea simultană a mărimilor $\frac{d}{dt}(\Omega; i_i) = f(t)$ și $\frac{d^2}{dt^2}(\Omega; i_i) = f(t)$. Pentru reducerea numărului de coeficienți variabili se poate face mutarea acestora de la operatorul 1 la operatorul 2
		2a/14*)	3	A_1; $A_2 = \Omega_{(0)}$	$\Omega = f(t)$	2	4	2	3	0	0	
		2a	3	B_1; $B_2 = i_{i(0)}$	$i_i = f(t)$	1	3	2	2	0	0	
	2	5	3	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	1	3	2	2	1	1	este mai intuitivă și mai simplă din punctul de vedere al condițiilor inițiale decît varianta 1. Se poate studia simultan și $\frac{d}{dt}(\Omega; i_i) = f(t)$
		5/14*)	3	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	2	4	2	3	0	0	
		5	3	$i'_{i(0)}$; $i_{i(0)}$	i_i; $\frac{di_i}{dt} = f(t)$	1	3	2	2	0	0	
	3	6a	4	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt}$; $\frac{d^2\Omega}{dt^2} = f(t)$	1	3	2	2	1	1	față de varianta 2 se necesită un operator în plus; în schimb se poate studia simultan și $\frac{d^2}{dt^2}(\Omega; i_i) = f(t)$
		6a/14*)	4	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt}$; $\frac{d^2\Omega}{dt^2} = f(t)$	2	4	2	3	0	0	
		6a	4	$i'_{i(0)}$; $i_{i(0)}$	i_i; $\frac{di_i}{dt}$; $\frac{d^2i_i}{dt^2} = f(t)$	1	3	2	2	0	0	
	4	7	3	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	1	3	2	2	1	1	se poate asigura mai greu același nivel al tensiunii în diferite puncte ale modelului decît la varianta 2
		7/14*)	3	$\Omega'_{(0)}$; $\Omega_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	2	4	2	3	0	0	
		7	3	$i'_{i(0)}$; $i_{i(0)}$	i_i; $\frac{di_i}{dt} = f(t)$	1	3	2	2	0	0	
		8a	4	$\Omega_{(0)}$; $\Omega'_{(0)}$	Ω; $\frac{d\Omega}{dt}$; $\frac{d^2\Omega}{dt^2} = f(t)$	1	2	1	1	1	1	numărul coeficienților variabili este mai mic decît la toate celelalte variante și se poate

	5	8a/15*)	4	$\Omega_{(0)}$; $\Omega'_{(0)}$	Ω ; $\frac{d\Omega}{dt}$; $\frac{d^2\Omega}{dt^2} = f(t)$	2	2	3	1	0	0	urmări simultan și $\frac{d^2}{dt^2}(\Omega ; i_i) = f(t)$, dar precizia rezultatului este redusă datorită erorii pronunțate a operatorilor de diferențiere, motiv pentru care această variantă se va evita pe cît posibil
		8a	4	$i_{i(0)}$; $i'_{i(0)}$	i_i ; $\frac{di_i}{dt}$; $\frac{d^2 i_i}{dt^2} = f(t)$	1	2	1	1	0	0	
	6	9	3	$i_{i(0)}$; $\Omega_{(0)}$	i_i ; $\Omega = f(t)$	1	3	2	2	0	0	variantă avantajoasă : model comun pentru $\Omega = f(t)$ și $i_i = f(t)$ care se pot urmări simultan ; condiții inițiale simple. Dezavantaj : nu se pot urmări direct $\frac{d}{dt}(\Omega ; i_i) = f(t)$ și $\frac{d^2}{dt^2}(\Omega ; i_i) = f(t)$
$L = 0$	1	2b	1	$A_2 = \Omega_{(0)}$	$\Omega = f(t)$	2	×	2	2	1	1	număr redus de elemente operaționale necesare. Nu se poate studia și $\frac{d}{dt}(\Omega ; i_i) = f(t)$
		13b	1	$A_2 = \Omega_{(0)}$	$\Omega = f(t)$	2	×	2	3	0	0	
		2b	1	$B_2 = i_{i(0)}$	$i_i = f(t)$	2	×	2	2	0	0	
	3	6b	3	$_{(0}\Omega_{)}$	Ω ; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	2	×	2	2	1	1	față de varianta 1 se necesită 2 operatori în plus, în schimb se poate studia și $\frac{d}{dt}(\Omega ; i_i) = f(t)$
		6b/13*)	3	$\Omega_{(0)}$	Ω ; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	2	×	2	3	0	0	
		6b	3	$i_{i(0)}$	i_i ; $\frac{di}{dt} = f(t)$	2	×	2	2	0	0	
	5	8b	3	$\Omega_{(0)}$	Ω ; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	1	×	1	1	1	1	numărul coeficienților variabili este mai mic decît la variantele 1, 3, 6, și 7, dar precizia este redusă datorită erorii pronunțate a operatorilor de diferențiere. Se va evita pe cît posibil
		8b/15*)	3	$\Omega_{(0)}$	Ω ; $\frac{d\Omega}{dt} = f(t)$	2	×	3	1	0	0	
		8b	3	$i_{i(0)}$	i_i ; $\frac{di_i}{dt} = f(t)$	1	×	1	1	0	0	
	6	10	3	$\Omega_{(0)}$	i_i ; $\Omega = f(t)$	2	×	2	2	0	0	variantă avantajoasă : model comun pentru $\Omega = f(t)$ și $i_i = f(t)$ care se pot urmări simultan ; față de varianta 7 un număr mai mic de coeficienți variabili, în schimb un element operațional mai mult
	7	11	2	$\Omega_{(0)}$	Ω ; $i_i = f(t)$	4	×	3	3	0	0	variantă avantajoasă : model comun pentru $\Omega = f(t)$ și $i_i = f(t)$ care se pot urmări simultan ; față de varianta 6 un element operațional mai puțin, dar numărul de coeficienți variabili este mai mare

Notă : *) Schemă la care s-a efectuat transformarea arătată prin figura 13, figura 14, respectiv figura 15

mile perturbatoare după o lege oarecare, atunci bornele de intrare respective ale modelului trebuie să fie conectate la ieşirea unor generatoare funcţionale capabile să realizeze funcţia de timp dată.

Dacă în timpul desfăşurării fenomenelor tranzitorii, variază parametrii acţionării, atunci, pentru modificarea corespunzătoare a coeficienţilor stabiliţi pe model, se poate proceda în principiu, după cum urmează.

— Cu ajutorul unor servomecanisme se acţionează asupra potenţiometrelor de stabilire a coeficienţilor, corespunzător cu legea de variaţie în timp a parametrilor.

— Cu ajutorul unor transformatoare funcţionale se modifică legea de variaţie a tensiunilor de intrare în elementele operaţionale, corespunzător cu legea de variaţie în timp a parametrilor, valoarea potenţiometrelor de stabilire a coeficienţilor fiind menţinută constantă.

Pentru simplificarea programării cantitative în cazul acţionărilor cu parametrii variabili se va urmări reducerea la minimul posibil a numărului de coeficienţi variabili din schema modelului. În acest scop, pentru fiecare caz concret în parte, se poate face modificarea corespunzătoare a poziţiei coeficienţilor în schemă, fără însă a neglija condiţia de a asigura un nivel cît mai uniform a tensiunilor din diferitele puncte ale modelului. De exemplu, dacă în figura 6,*b* $T_{mx} \neq$ const., atunci T_{mx} poate fi mutat la intrarea operatorului 2 şi la fel dacă în figurile 10 şi 11 $(R_i + R_x) \neq$ const., atunci $R_i + R_x$ poate fi mutat sub forma $\frac{1}{R_i + R_x}$ în circuitul de reacţie al operatorului respectiv.

4.3. Schemele modelului analogic sub toate variantele stabilite în lucrare pot fi folosite pentru studiul fenomenelor tranzitorii în toate regimurile de funcţionare nestaţionară posibile ale motorului: pornirea, funcţionarea cu sarcină variabilă, modificarea vitezei, reversarea, frînarea.

La folosirea modelului pentru studiul funcţionării motorului în diferite regimuri este necesar să se stabilească, pentru fiecare caz în parte, semnul şi valoarea atît a mărimilor de intrare u sau Ω_0 şi C_s sau $\Delta\Omega_{sx}$, i_s, cît şi a mărimilor iniţiale $\Omega_{(0)}$, $\Omega'_{(0)}$, respectiv A_1 şi $i_{i(0)}$, $i'_{i(0)}$, respectiv B_1. Cu alte cuvinte, trebuie să fie cunoscute toate elementele necesare şi la rezolvarea analitică a problemelor. Valoarea coeficienţilor modelului depinde de valoarea parametrilor acţionării în regimul de funcţionare dat.

Folosirea corectă a modelului, sub toate variantele prezentate în lucrare, impune cunoaşterea următoarelor date:

— semnul mărimilor perturbatoare u, Ω_0 şi C_s, $\Delta\Omega_{sx}$, i_s din instalaţia reală pentru a putea calcula mărimile iniţiale $\Omega'_{(0)}$, A_1, $i'_{i(0)}$ şi B_1 cu ajutorul relaţiilor (22), (24), (30), respectiv (32);

— semnul şi valoarea mărimilor de intrare u sau Ω_0 şi C_s, $\Delta\Omega_{sx}$ sau i_s la scara modelului;

— parametrii variabili ai acţionării care determină variaţia coeficienţilor modelului.

Aceste date, stabilite în cadrul lucrării pentru toate regimurile de funcţionare nestaţionare posibile ale motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie, sînt prezentate în tabela 1 atît pentru cazul acţionării mecanismelor de translaţie (*MT*), cît şi pentru cazul acţionării mecanismelor de ridicare (*MR*).

La întocmirea tabelei 1 s-a respectat convenţia admisă la începutul lucrării privind semnul cuplurilor şi pentru mecanismele de ridicare s-a considerat $\Omega > 0$ în cazul mişcării în sensul de ridicare.

5. Concluzii

5.1. În lucrare se prezintă, comparativ pentru $L \neq 0$ şi $L = 0$, mai multe variante posibile pentru schema calitativă de programare în vederea modelării matematice a motoarelor de curent continuu cu excitaţie în derivaţie, se studiază condiţiile iniţiale, se deduc relaţiile pentru calculul mărimilor iniţiale necesare programării cantitative şi se dau indicaţii pentru folosirea corectă a modelului sub toate variantele şi în toate regimurile de funcţionare nestaţionară posibile (tabela 1). Toate problemele sînt studiate în cazul general pentru toate regimurile tranzitorii.

5.2. Folosirea unei variante sau a alteia a schemei modelului este condiţionată de mai mulţi factori, aşa cum rezultă din cele arătate în continuare.

Pentru alegerea unei scheme corespunzătoare a modelului trebuie să se ţină seamă, în fiecare caz în parte, de mărimile care trebuie să fie studiate cu ajutorul modelului, de simplitatea modelului şi a programării, precum şi de faptul dacă este vorba de o problemă de optimizare sau numai de cercetare a unui regim dat.

Cu scopul de a uşura alegerea variantei celei mai potrivite pentru schema modelului, în cadrul lucrării s-au stabilit următoarele criterii de comparaţie:

a) Numărul elementelor operaţionale necesare pentru compunerea schemei modelului.

b) Condiţiile, respectiv mărimile iniţiale, necesare pentru realizarea stării iniţiale a modelului.

c) Mărimile care se pot studia direct şi simultan pe model.

d) Numărul coeficienţilor variabili ai modelului la schimbarea valorii parametrilor acţionării.

C_1 se înțelege capacitatea alveolei șuntată de un eclator ipotetic E în momentul străpungerii, prin C_2, capacitatea cilindrului ce conține alveola și se întinde între cei doi electrozi, iar prin C_3, capacitatea restului de dielectric. Între cele trei capacități există relația $C_2 < C_1 \ll C_3$.

Aplicînd la bornele a, b ale schemei o tensiune alternativă $u = U \sin \omega t$, tensiunile care se repartizează pe cele două capacități C_1 și C_2 sînt:

$$U_1 = U \frac{C_2}{C_1 + C_2};$$

$$U_2 = U \frac{C_1}{C_1 + C_2}.$$

În momentul în care tensiunea atinge la bornele capacității C_1 valoarea tensiunii de străpungere, aceasta se scurtcircuitează printr-o descărcare, descărcare care se stinge în momentul în care tensiunea nu mai este suficient de ridicată pentru a întreține procesul.

Unii autori [14] consideră o cădere completă a tensiunii la bornele lui C_1, de la valoarea tensiunii de aprindere la zero, alții, pînă la o valoare determinată denumită, în general, tensiunea de stingere, U_{st}; procesul reîncepe la o creștere ulterioară a tensiunii, care reîncarcă capacitatea C_1 și poate produce o nouă străpungere a alveolei dacă tensiunea a atins valoarea tensiunii de aprindere sau o încetare a fenomenului în cazul tensiunii mai mici.

Măsurări experimentale efectuate de Boning [15], [16] au arătat că modelul clasic utilizat pînă în prezent nu poate da indicații clare asupra valorii lui U_{st} (există încă discuții dacă $U_{1st} = 0$ sau $\neq 0$, ceea ce duce la verificarea unor ecuații ale fenomenului, în special legea multiplului de 4), motiv pentru care se introduce ipoteza că în procesul descărcării participă nu numai alveola, ci și un domeniu din dielectric din vecinătatea sa.

Analizînd modelul propus de Gemant și Philippoff, Heller arată încă din 1964 că valabilitatea acestui model este deplină atît timp cît suprafețele de descărcare a fantei sînt considerate metalice, autorii modelului clasic executînd încercările pe un condensator real C_1, cu armături metalice. De asemenea, în toate lucrările de specialitate, procesul de descărcare în alveolă este studiat considerînd că pereții alveolei descarcă în direcția cîmpului, ca și cum ar fi metalici. În acest sens, experimentările lui Boning și Heller capătă o valoare deosebită și permit stabilirea unor modele mai complexe ale descărcării, capabile să explice mai deplin procesul descărcării în dielectrici.

Lucrările desfășurate în cadrul unui colocviu internațional de mare valoare științifică, desfășurat în acest an la Ilmenau, a scos în evidență faptul că problema modelării unei alveole rămîne încă deschisă. În orice caz, părerea tinde a fi unanimă, în sensul că descărcarea în alveolă nu are loc numai dintr-un singur punct, ci din mai multe puncte.

Experiențele lui Neudert [18], făcute pe alveole artificiale practicate în lamele de rășini epoxidice limitate de plăci de sticlă, au scos în evidență faptul că între fețele opuse ale alveolei nu apare o singură descărcare, ci apar numeroase descărcări care colectează sarcinile de pe porțiuni relativ mici, în general circulare cu o simetrie cilindrică a descărcării.

Lucrările lui Nitzer ([19], cum și cele ale lui Neudert, duc la concluzii asemănătoare privind mecanismul descărcărilor.

Plecînd de la experimentările actuale, dr. Aurel Avramescu [1] stabilește un model matematic pentru explicarea proceselor de descărcări parțiale în interstițiile de aer, stabilind anumite legi de similitudine. Cercetări recente ale aceluiași autor [20] au dus la rezultate deosebit de interesante, în sensul stabilirii unor relații originale care permit o apreciere a gradului de participare a suprafețelor încărcate ale alveolei, la procesul de descărcare.

Experimentările efectuate și de autorul prezentei lucrări la încercarea unor epruvete cu alveole încastrate au dus, de asemenea, la concluzia că descărcările chiar pentru tensiuni reduse au loc din mai multe locuri ale pereților alveolei, confirmînd ipotezele teoretice stabilite de autorii menționați.

3. Influența pe care o are asupra gradientului de tensiune o alveolă cu aer într-un dielectric

De multe ori, schemele de izolație folosite uzual în construcția mașinilor și aparatelor electrice prezintă fisuri sau goluri sub forma unor alveole, dispuse sub un unghi oarecare față de suprafața pe care este dispus electrodul.

Presupunînd un dielectric de grosimea d, mm și permitivitatea ε_r, dispus între două armături metalice, ca în figura 2, căruia i se aplică tensiunea U, intensitatea cîmpului electric ce se stabilește într-o alveolă care conține aer poate fi determinată din condiția că, la trecerea prin suprafața de discontinuitate pe care o constituie fiecare din fețele alveolei, se conservă componenta tangențială a intensității cîmpului și componenta normală a inducției electrice, adică:

$$E_f \cos \beta = E \sin \alpha \qquad (1)$$

și:

$$D_f \sin \beta = \varepsilon_0 E_f \sin \beta = D \cos \alpha = \varepsilon_0 \varepsilon_r E \cos \alpha \qquad (2)$$

cu α, unghiul dintre cîmpul electric din alveolă E_f și planul ei.

Din relațiile (1) și (2) se deduce în mod simplu, prin ridicarea la pătrat și adunare:

$$E_f = E \sqrt{\sin^2 \alpha + \varepsilon_r^2 \cos^2 \alpha}. \qquad (3)$$

De exemplu, pentru dielectricul de grosimea $d = 2$ mm, tensiunea aplicată 5 kV, $\varepsilon_r = 5$, α variind între 0 și 90°, vom avea pentru intensitatea cîmpului, efectuînd calculele, valori cuprinse între $5E$ și E.

Prezența alveolei și valorile ridicate ale gradientului pentru anumite poziții ale acesteia explică solicitările dificile care apar în fantele dispuse orizontal, în care gradienții ridicați duc la străpungeri, în timp ce în alte situații pot da naștere la conturnări, fenomen menționat și de Gsodam [12].

Tensiunea de aprindere în alveolă se determină în mod simplu ridicînd tensiunea aplicată la bornele sistemului, care se repartizează între capacitățile modelului după ecuațiile date în capitolul 2, pînă la acea valoare care produce apariția unui impuls pe ecranul unui oscilograf în bandă largă.

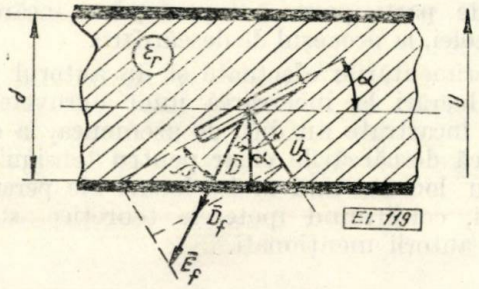


Fig. 2. Figură auxiliară pentru stabilirea variației intensității cîmpului electric, funcție de poziția alveolei.

Pentru epruveta din epoxi cu alveola cilindrică între armături, cu diametrul 1 mm și înălțimea de 3 mm, capacitățile au valorile:

$$C_1 = 2{,}3 \text{ pF}; \quad C_2 = 28 \text{ pf}; \quad C_3 = 5\,600 \text{ pF},$$

iar tensiunile de aprindere U_{1a} și U_{2a} care se repartizează pe capacitățile C_1 și C_2 au valorile 13 900 și 1 100 V; repartizarea unei tensiuni atît de ridicate pe capacitatea C_1 explică apariția descărcărilor din alveole.

Creșterea tensiunii aplicate, peste valoarea tensiunii de aprindere, pune în evidență o serie de descărcări în alveolă sub forma unor impulsuri de front foarte abrupt și înălțimi neegale.

4. Experimentări

4.1. *Variația numărului de descărcări ale unui vîrf introdus la diferite înălțimi în alveolele semideschise practicate într-o placă de plexiglas funcție de anumite elemente caracteristice.* Scopul acestor experimentări a fost verificarea modului în care pereții laterali ai alveolei influențează procesul descărcării și de la ce distanță ei au o importanță hotărîtoare. Se poate imagina că numărul de purtători de electricitate ce se

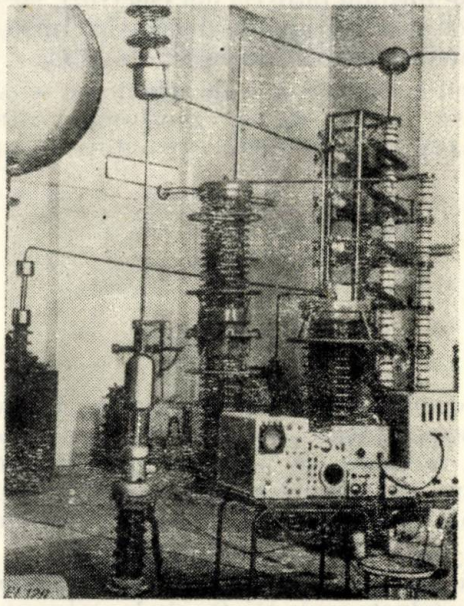


Fig. 3. Schema de măsură și dispunerea elementelor componente.

formează în cazul unor descărcări este extras dintr-un cilindru ale cărui dimensiuni geometrice sînt funcție de sistemul de electrozi folosit în experimentări.

Sistemul de electrozi a constat dintr-un vîrf de oțel cu diametrul de 0,16 mm și o placă de alamă de 250 mm, alimentarea sistemului de electrozi fiind similară cu cea descrisă într-o lucrare anterioară. Transformatorul, barele de conexiune, condensatorul de cuplaj, dispozitivul de încercare și aparatele de măsură sînt prezentate în figura 3.

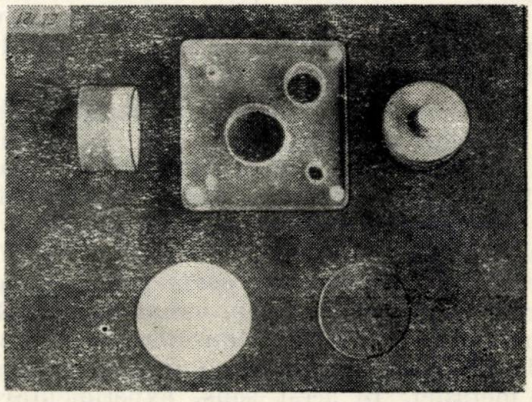


Fig. 4. Alveolele în plăci de plexiglas și piese componente pentru realizarea de alveole artificiale.

Alveolele au fost practicate în plăci de plexiglas cu grosimea de 20 mm, așa cum rezultă din figura 4, piesa centrală, sub forma unor cilindri cu diametrele de 3, 6, 12, 24 și 36 mm și înălțimea de 20 mm; la partea inferioară, al-

e) Numărul mărimilor (tensiunilor) de intrare variabile la schimbarea valorii parametrilor acţionării.

Primele două criterii ţin seama de condiţia de simplitate a modelului şi a programării, al treilea criteriu ţine seama de condiţia de generalitate a modelului, iar cu ultimele două criterii se apreciază avantajele schemei modelului pentru rezolvarea problemelor de optimizare, cînd, datorită necesităţii de repetare a calculelor pentru diferite valori ale parametrilor acţionării, se impune modificarea coeficienţilor şi mărimilor de intrare ale modelului. Tot cu ultimele două criterii se apreciază utilitatea schemei modelului pentru folosirea acesteia în instalaţii de automatizare, cînd în timpul fenomenelor tranzitorii, datorită modificării parametrilor acţionării, variază coeficienţii şi mărimile de intrare ale modelului.

Alegerea uneia sau alteia dintre variantele modelului este deci condiţionată şi de simplitatea şi uşurinţa modificării pe model a parametrilor sistemului studiat, pentru a putea urmări fenomenele tranzitorii în alte condiţii, respectiv regimuri de funcţionare.

Analiza comparativă a tuturor variantelor schemei modelului matematic a motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie este prezentată în tabela 2.

Din tabela 2 rezultă că alegerea variantei corespunzătoare pentru schema modelului trebuie studiată de la caz la caz.

5.3. Deoarece în majoritatea cazurilor din practica de cercetare este necesară urmărirea simultană atît a vitezei, cît şi a curentului motorului, se poate indica pentru cazul general drept variantă cea mai avantajoasă varianta modelului comun, notată cu 6, respectiv 7 şi încadrată în tabela 2 într-un cadru cu linie mai groasă. În cazul variantei modelului comun, stabilirea condiţiilor iniţiale pe model este foarte simplă. Dar modelul comun nu permite studierea directă a mărimilor : $\frac{d}{dt}(\Omega; i_i) = f(t)$ şi $\frac{d^2}{dt^2}(\Omega; i_i) = f(t)$.

Pentru rezolvarea prin modelare matematică a problemelor, la care, pe lîngă mărimile Ω sau i_i, se impune urmărirea simultană şi a derivatelor de ordinul 1 şi 2 în raport cu timpul a acestora, nu se poate folosi varianta modelului comun, ci este necesar să se aleagă o variantă corespunzătoare din cele deduse prin metoda modelării ecuaţiilor diferenţiale date. Un exemplu tipic de acest fel este problema studierii simultane a variaţiei în timpul procesului tranzitoriu a vitezei Ω, a acceleraţiei $\frac{d\Omega}{dt}$ şi a derivatei acceleraţiei $\frac{d^2\Omega}{dt^2}$, cînd pentru schema modelului este indicat să se folosească varianta 3 sau 5. Varianta 5 se caracterizează prin aceea că la schimbarea valorii parametrilor acţionării numărul coeficienţilor variabili ai modelului este mai redus, dar precizia rezultatelor este mai mică decît la varianta 3.

5.4. Din cele prezentate în lucrare rezultă că modul de formulare a ecuaţiilor matematice influenţează în mare măsură numărul şi felul elementelor operaţionale necesare în schema modelului. De asemenea rezultă concluzia importantă că, pentru a obţine un model corespunzător scopului, este indicat ca în fiecare caz concret în parte să se pornească de la instalaţia şi fenomenele reale, începînd chiar cu programarea calitativă, cu toată că, în general, formularea problemei, respectiv a ecuaţiilor diferenţiale, nu se consideră [3] ca făcînd parte din programare.

5.5. Variantele schemei calitative de programare, stabilite în cadrul lucrării prin metoda modelării ecuaţiilor diferenţiale date, pot fi utilizate, în general, pentru rezolvarea oricăror ecuaţii diferenţiale liniare neomogene sau omogene, cu coeficienţi constanţi, de ordinul 1, respectiv 2.

Bibliografie

[1] *Braşovan, M.* Acţionări electromecanice. După cursul predat în anul 1952—53 de acad. prof. dr. Cornel Mikloşi. Timişoara, Litografia învăţămîntului, 1959.

[2] *Brasovan, M., Seracin, E.* şi *Bogoevici, N.* Acţionări electrice. Probleme şi aplicaţii industriale. Ediţia a doua revizuită şi completată. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[3] *Ernst, D.* Elektronische analogrechner. Wirkungsweise und Anwendung. München, Oldenbourg, 1960.

[4] *Winkler, H.* Elektronische analogieanlagen. Berlin, Akademie-Verlag, 1961.

[5] *Zilberman, B. Z.* Modelizarea acţionărilor electrice (traducere din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

[6] *Sydow, A.* Programmierungstechnik für elektronische analogrechner. Berlin, VEB Verlag Technik, 1964.

[7] *Kogan, B. Ia.* Dispozitive electronice de modelare şi folosirea lor pentru studiul sistemelor de reglare automată (traducere din limba rusă după ediţia a II-a revăzută şi completată). Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[8] *Leonhard, A.* Elektrische Antriebe. Stuttgart, Ferdinand Enke Verlag. 1959.

[9] *Andreev, V. P.* şi *Sabinin, Iu. A.* Osnovî elektroprivoda. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[10] *Fischer, R.* Berechnungen am Analogrechner zur Dynamik von Gleichstromfahrmotoren im Bremsbetrieb bei Kreuzschaltung. În : E.T.Z.-A **87**, nr. 13, 1966, p. 535.

Intrat în redacţie la 13.V.1967

Studiul descărcărilor parțiale în alveolele unui dielectric

Florin Tănăsescu * —București

CZ 621.3.532.001.57 : 537.523.3

1. Efectul prezenței descărcărilor parțiale în alveolele unui dielectric

Existența unor alveole în dielectricul limitat de electrozi la care se aplică o tensiune înaltă, duce la apariția unor descărcări, care prin repetarea lor, solicită în mod continuu izolația electric, termic și mecanic, ducînd în cele din urmă, la distrugerea ei.

Prezența descărcărilor parțiale într-un dielectric duce la degradarea izolației [1] — [8] datorită :

— ridicării temperaturii gazului din alveolă, consecință a ciocnirii dintre electroni și molecule ;

— eroziunii pereților alveolelor fie prin ciocniri, fie prin încălziri locale ;

— radiațiilor ultraviolete ale atomilor excitați ;

— numărul mare de descărcări care, încetul cu încetul, lărgesc dimensiunile alveolei ;

— reacțiilor chimice care accelerează procesul de degradare a izolantului și de schimbare a proprietăților sale fizice, în special prin apariția ozonului, extrem de activ în stare născîndă și formarea unor compuși ai azotului, ca HNO_3 și HNO_2, care atacă părțile metalice.

De asemenea, la materialele electroizolante pe bază de acetați, descărcările parțiale favorizează apariția acidului acetic care nu afectează timpul de străpungere al alveolei, dar care, ca și acidul azotic, atacă metalul electrozilor. Hidrogenul degajat în timpul reacțiilor chimice contribuie și el la îmbătrînirea izolantului. Ritmul modificărilor chimice depinde însă de energia totală a descărcărilor și de concentrația produselor finale.

Funcție de tipul izolantului folosit și de condițiile de utilizare, un factor din cei menționați poate avea o influență mai mică sau mai mare asupra procesului de degradare.

Cu toate că factorii chimici exercită o influență asupra procesului, mecanismul de bază al străpungerii nu depinde de transformările chimice constatate, ci trebuie considerat, așa cum constată Meats, ca un proces fizic [6].

După Bui-Ai [9], procesul de degradare se limitează la început la o eroziune lentă, după care urmează o mărire a alveolelor, fapt ce înlesnește procesul de unire a acestora. În această fază se poate întîmpla ca descărcările să se stingă, dacă produsele de descompunere a izolantului care acoperă pereții alveolei devin conductoare.

Este de așteptat ca stingerea în goluri închise să apară mai probabil pentru acele materiale care, pe baza pierderii în greutate, par să aibă o mai mică rezistență la descărcare.

Rogers [10] — [11], constată că formarea peliculelor semiconductoare pe pereții alveolei poate duce la apariția unor timpi mai mari de străpungere ; acesta este fenomenul de autostingere menționat în literatură și confirmat și de experimentările efectuate de autor.

În continuarea procesului urmează o a doua etapă în care, din punctele slabe ale alveolei, se propagă din dielectric spre electrozi descărcări care formează căi conductoare, numărul și orientarea lor depinzînd de punctele slabe ale izolantului ; la atingere gradientului într-una din ramificații, se ajunge la străpungere.

Trebuie insistat asupra faptului că permitivitatea dielectricului ε, o mărime, practic, constantă (influențată puțin de variația temperaturii sau de solicitările electrice), este unul din factorii care guvernează repartiția cîmpului în dielectric și alveolă și, în final, procesul de descărcare.

Schemele de izolație sau dielectrici întîlniți în mod uzual în construcțiile de mașini și aparate ce funcționează la tensiuni înalte pot prezenta cavități sau alveole a căror formă este, în general, neregulată. În calculele simplificatoare, forma lor se ia fie sub a unor sferoizi cu axa paralelă cu a cîmpului electric, fie sub forma unor cilindri, a căror elemente geometrice se pot corect evalua.

2. Cîteva aspecte ale modelului folosit în tehnica descărcărilor parțiale

Studiul proceselor electrice care apar în alveolele unui dielectric se face, în majoritatea cazurilor, pe modelul imaginat de Gemant și Philippoff încă din 1932 [13], model prezent și

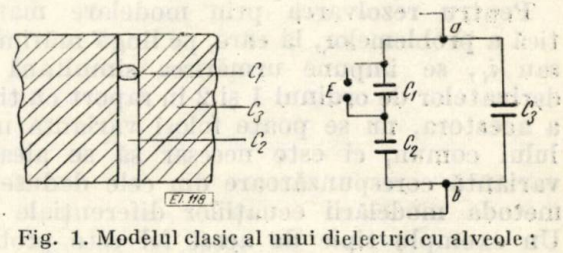


Fig. 1. Modelul clasic al unui dielectric cu alveole :
C_1 — capacitatea alveolei ; C_2 — capacitatea dielectricului din tubul de forță limitat de dimensiunile alveolei ; C_3 — capacitatea restului de dielectric ; E — electrodul ce modelează scurtcircuitarea capacității C_1 la atingerea tensiunii de aprindere.

astăzi în numeroase cercetări, datorită proceselor simplificatoare pe care le introduce.

După acești autori, un dielectric cu alveolă este reprezentat ca în figura 1, în care prin

* Ing. *Florin Tănăsescu* este secretar științific la Institutul de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.).

veolele au fost limitate de însăși electrodul placă, celălalt electrod, vîrful, fiind plasat în centrul alveolei.

Experimentările s-au făcut în curent continuu cu vîrful de polaritate negativă, urmărindu-se obținerea unor informații privind variația numărului de descărcări, funcție de înălțimea la care s-a introdus vîrful în alveolă, pentru un anumit diametru al alveolei menținut constant, cum și variația numărului de impulsuri, funcție de diametrul alveolei, pentru distanțe constante ale vîrfului introdus în alveole; figurile 5 și 6 sintetizează rezultatele individuale obținute la încercarea unor alveole cu diametrele de 6, 12, 24, 36 mm și înălțimi ale vîrfului dispus în alveolă la 5, 10, 15, 20 mm.

Din interpretarea curbelor din figurile 5 și 6 rezultă cîteva concluzii interesante, și anume:

— numărul maxim de descărcări se obține pentru cea mai mică distanță d, la care este introdus vîrful în alveolă, lucru similar ca la sistemul de electrozi 1 V—P în aer, confirmînd valabilitatea egalității nd — const.;

— pentru aceeași distanță d între electrozi și pentru o aceeași tensiune aplicată sistemului, numărul de descărcări este cu atît mai mare cu cît diametrul alveolei are o valoare mai ridicată. Cel mai mare număr de descărcări se obține la

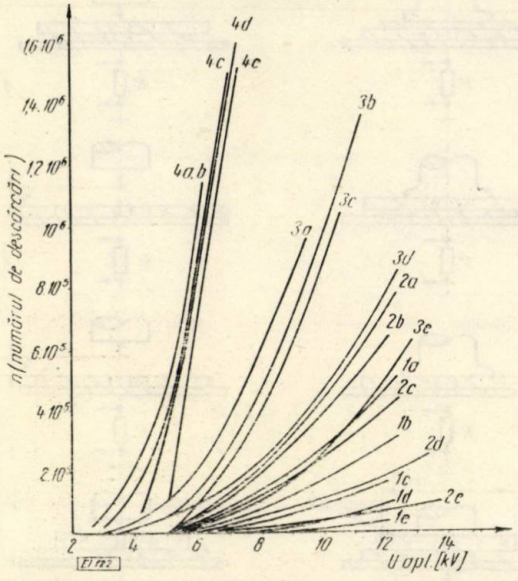


Fig. 5. Numărul de descărcări, funcție de tensiunea aplicată pentru o alveolă de înălțime variabilă (5—20 mm) și diametrul variabil (6 — 36 mm). Indicele fiecărei curbe reprezintă:
1 — d = 20 mm; 2 — d = 15 mm; 3 — d = 10 mm; 4 — d = 5 mm;
a — ∅ = ∞; d — ∅ = 36 mm; c — ∅ = 24 mm; d — ∅ = 12 mm;
e — ∅ = 6 mm.

toate distanțele pentru V—P în aer, fără alveolă, deci pentru un diametru considerat, practic, infinit;

— observarea pe osciloscop a fenomenului pune în evidență caracterul cu atît mai regulat al descărcărilor cu cît diametrul este mai mare. Înseamnă deci că, pentru un raport mare *diametru alveolă/diametru vîrf*, situația se apropie foarte mult de aceea a descărcării corespunzătoare în aer; efectul pereților este mult redus cu creșterea diametrului. Pentru rapoarte, supe-

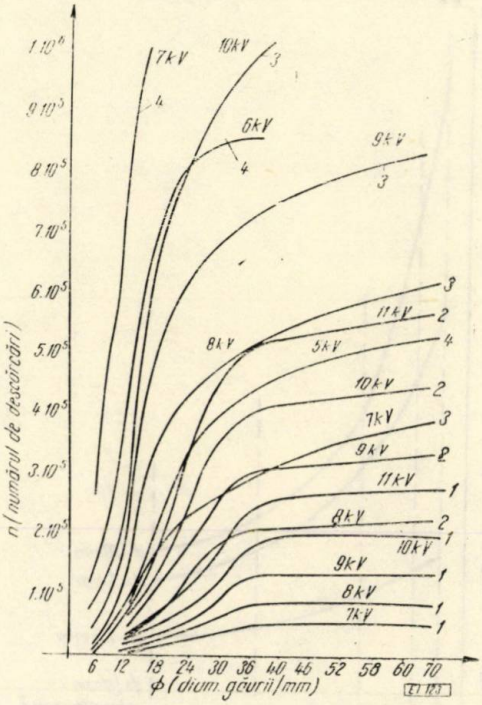


Fig. 6. Variația numărului de descărcări, funcție de diametrul alveolei; distanțele la care a fost introdus electrodul-vîrf sînt cele din figură:
1 — d = 20 mm; 2 — d = 15 mm; 3 — d = 10 mm; 4 — d = 5 mm.

rioare valorii 50, se poate considera că influența pereților asupra procesului de descărcare este minimă;

— dacă la descărcarea în aer, impulsurile apar cu caracter regulat chiar de la valori mici ale tensiunii, iar aspectul lor este specific descărcărilor Trichel, descrise într-o altă lucrare [21], cele care apar în alveole au un caracter neregulat, sub forma unor explozii (rafale) de impulsuri la tensiuni mici, regularitatea lor și forma caracteristică de impulsuri Trichel stabilindu-se la valori mult mai ridicate ale tensiunii aplicate. Totul este ca și cum pereții ar influența printr-o întîrziere a descărcării; pentru o distanță dată și o aceeași tensiune aplicată, numărul de descărcări crește cu tensiunea aplicată.

În ceea ce privește tensiunea la care apar descărcările parțiale pentru diferite distanțe constante d, la care este introdus vîrful în alveole, se poate spune că aceasta este cu atît mai ridicată cu cît diametrul alveolei este mai mic (fig. 7). De fapt și aspectul oscilogramelor este diferit: la alveole cu diametrul mic, descărcarea se produce printr-o scînteie, fără a trece mult timp prin stadiul de descărcări Trichel,

în timp ce la alveolele cu diametre mari, tensiunea de apariție a descărcărilor parțiale este mult mai coborîtă. Tensiunea de începere a descărcării este mai ridicată decît în aer pentru aceeași distanță, după înlăturarea alveolei.

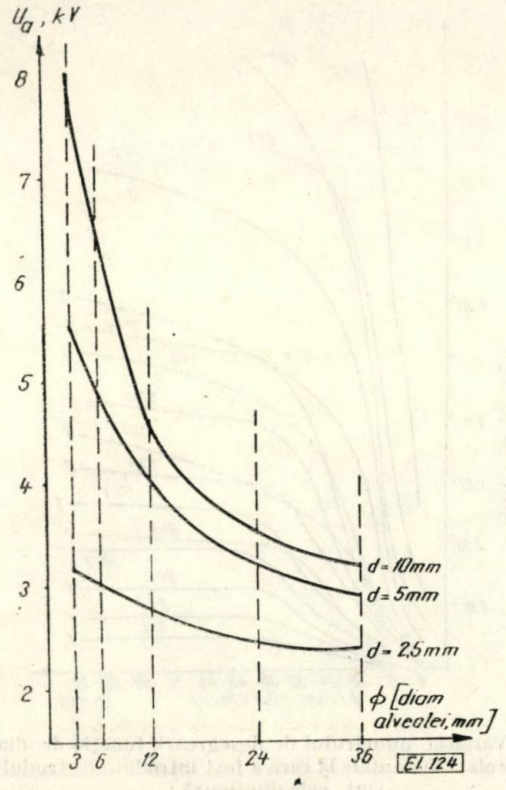


Fig. 7. Tensiunea de începere a descărcărilor, funcție de diametrul alveolei pentru diferite distanțe d, la care electrodul-vîrf a fost introdus în alveolă.

4.2. *Oscilogramele descărcărilor parțiale în diferite construcții de alveole artificiale.* Folosind alveolele artificiale prezentate în figura 8, realizate din plăci din diferiți dielectrici cuprinse între electrozi metalici, s-au studiat unele aspecte ale descărcărilor parțiale. Trebuie precizat că înregistrarea acestor descărcări este dificilă din cauză că impulsurile nu se mai repetă și nu mai au frecvența cunoscută la sistemul V—P în aer [21]. Impulsurile în alveolă sînt mai rare și de amplitudine variabilă; în acest fel se explică și dificultatea sincronizării oscilografului și declanșării lui de către impulsuri singulare, cum și imaginea relativ slabă pe ecranul oscilografului al acestora. Folosirea unor filme de mare sensibilitate și alegerea unei expuneri corespunzătoare au permis însă o înregistrare suficient de bună.

Experimentările efectuate au avut drept scop elucidarea unor probleme privind forma amplitudinii impulsurilor funcție de dielectricii utilizați și poziția față de electrozi, variația amplitudinii impulsurilor cu creșterea tensiunii etc.

4.2.1. *Forma impulsului.* Aplicîndu-se între electrozi o tensiune alternativă reglabilă, s-a urmărit pe ecranul oscilografului apariția impulsului care caracterizează descărcarea parțială. Observațiile făcute și oscilogramele ridicate pun în evidență existența unor impulsuri pozitive sau negative neregulate ca amplitudine și frecvență. Amplitudinea lor este funcție atît de montaj (modul cum este realizată alveola), cît și de tensiunea aplicată sistemului de electrozi.

Între amplitudinile impulsurilor pozitive și negative nu mai există diferențele mari semnalate la descărcările V—P, valorile lor fiind mai apropiate , egale chiar de multe ori.

Lățimea impulsurilor pozitive sau negative, măsurată la 50% din amplitudine și înregistrate cu un oscilograf Philips cu lățimea de bandă 14 MHz, este egală cu 200 ns. Ținînd seamă de faptul că între locul de înregistrare și cel unde apare fenomenul există două circuite de defor-

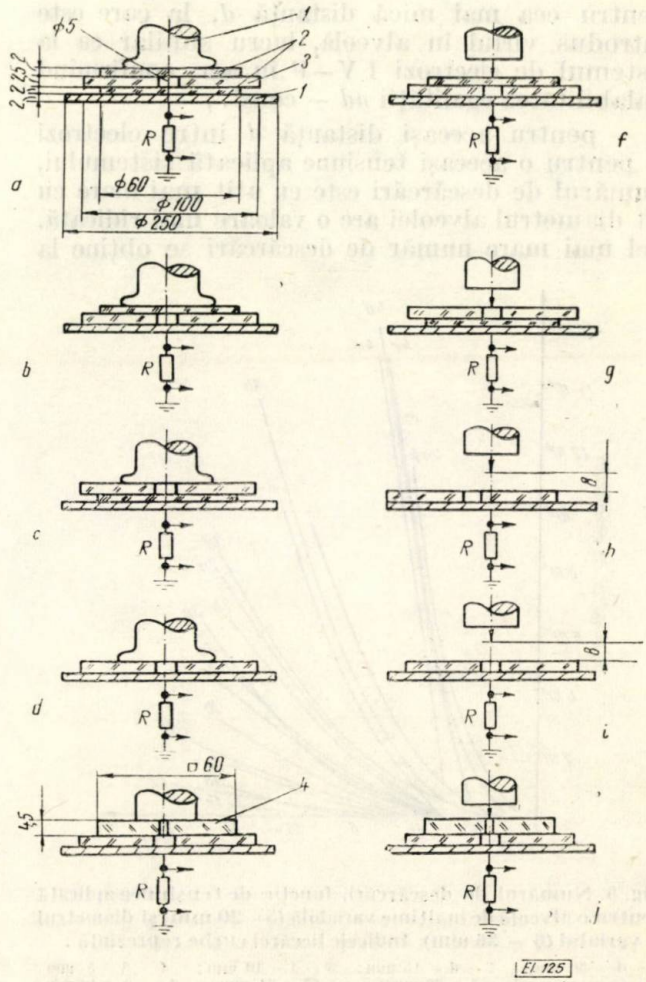


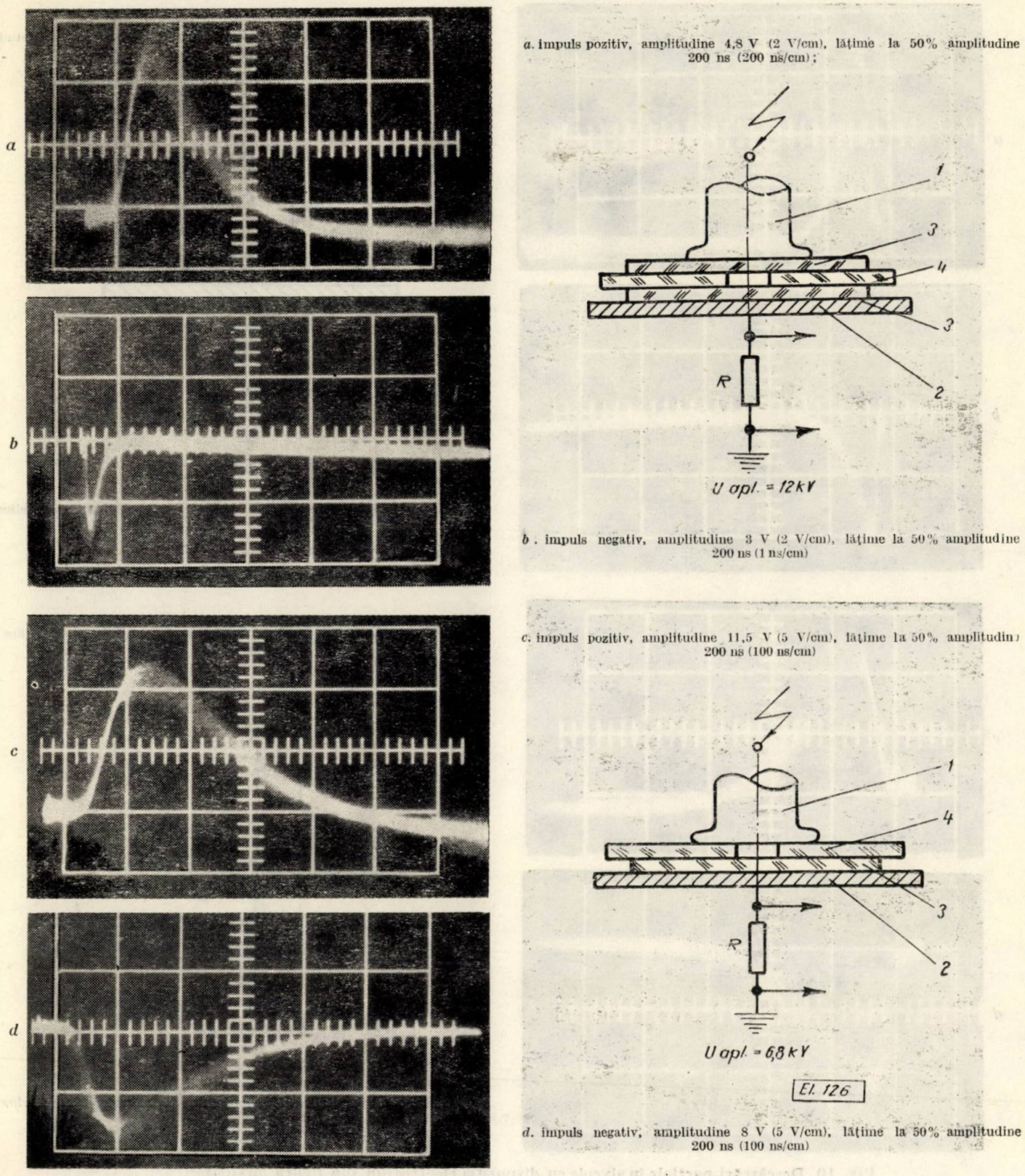
Fig. 8. Tipuri de alveole artificiale în care s-au studiat descărcările parțiale:
1 — electrozi metalici; *2* — placă de sticlă; *3* — placă plexiglas cu alveolă de 5 mm; ∅ — placă plexiglas.

mare, este de așteptat ca în realitate impulsul să aibă o lățime mult mai mică.

Într-adevăr, recalculînd impulsul după metodele lui König [22], Kreuger [23], [24] sau o

modelare pe mașina analogi că[25], [26], s-au determinat parametrii impulsului original ca fiind: durata convențională a frontului, $t_f = 15$ ns, iar lățimea la 50%, amplitudine de ordinul a 47 ns.

Pentru început, alveola cu diametrul de 5 mm și practicată într-o placă de plexiglas de 2,5 mm grosime, a fost introdusă între electrozi metalici și limitată de alt dielectric, două plăci de sticlă.



a. impuls pozitiv, amplitudine 4,8 V (2 V/cm), lățime la 50% amplitudine 200 ns (200 ns/cm);

b. impuls negativ, amplitudine 3 V (2 V/cm), lățime la 50% amplitudine 200 ns (1 ns/cm)

c. impuls pozitiv, amplitudine 11,5 V (5 V/cm), lățime la 50% amplitudine 200 ns (100 ns/cm)

d. impuls negativ, amplitudine 8 V (5 V/cm), lățime la 50% amplitudine 200 ns (100 ns/cm)

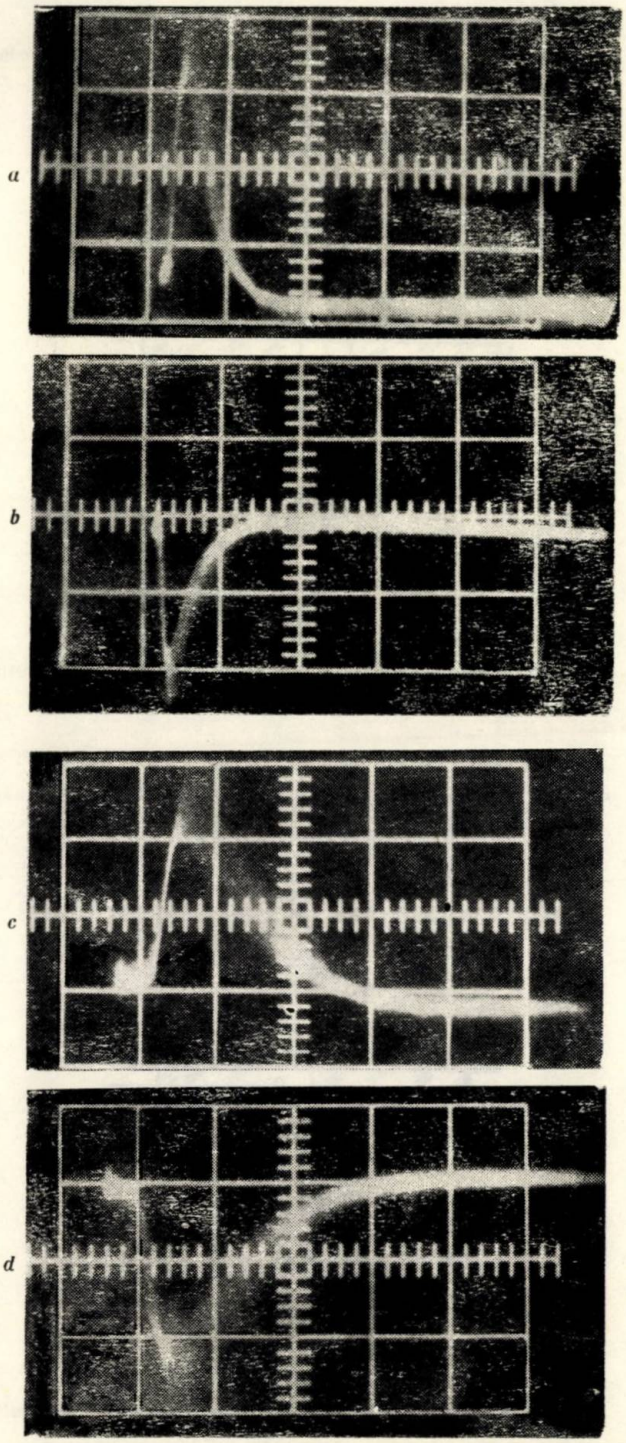
Fig. 9. Descărcări parțiale în alveole cu dispoziția electrozilor ca în figura auxiliară.

4.2.2. *Amplitudinea impulsurilor funcție de montajul folosit.* Cîteva dispoziții ale electrozilor și dielectricilor au fost folosite, după cum sînt menționate în figura 9.

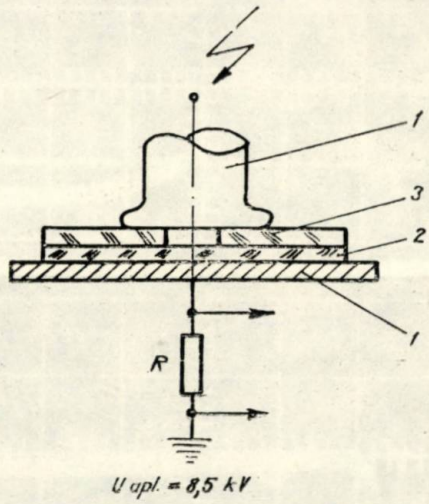
Impulsurile culese pe o rezistență de 75 Ω au apărut la o tensiune relativ ridicată, 12 kV, iar amplitudinea lor a fost de 4,8 V pentru impulsul pozitiv și 3 V pentru cel negativ (fig. 9, *a* și *b*).

În continuare s-a căutat ca prin scoaterea cîte unui disc de sticlă să se realizeze (prin faptul că un electrod metalic limitează chiar alveola) un perete metalic și să se urmărească tudinea lor are valori ridicate, 11,5 V, pentru impulsul pozitiv și 8 V, pentru cel negativ.

Lățimea lor la 50% amplitudine se menține, de altfel, ca și în celelalte situații, egală.

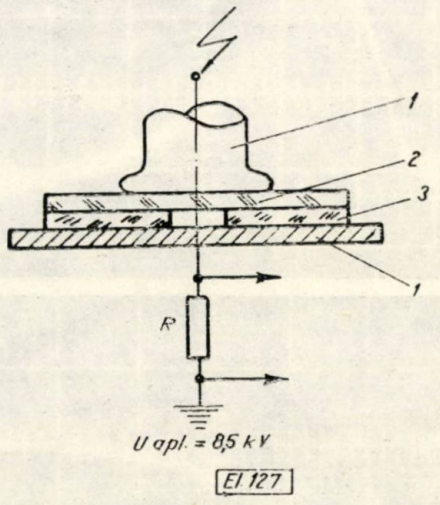


a. impuls negativ, amplitudine 18 V (5 V/cm), lățimea la 50% amplitudine 200 ns (400 ns/cm)



b. impuls negativ, amplitudine 12,5 V (5 V/cm), lățimea la 50% amplitudine 200 ns (400 ns/cm)

c. impuls pozitiv, amplitudine 1,2 V (0,5 V/cm), lățimea la 50% amplitudine 200 ns (200 ns/cm)



d. impuls negativ, amplitudine 1,2 V (0,5 V/cm), lățimea la 50% amplitudine 200 ns (200 ns/cm).

Fig. 10. Descărcări parțiale în alveole cu dispoziția electrozilor din figura auxiliară :

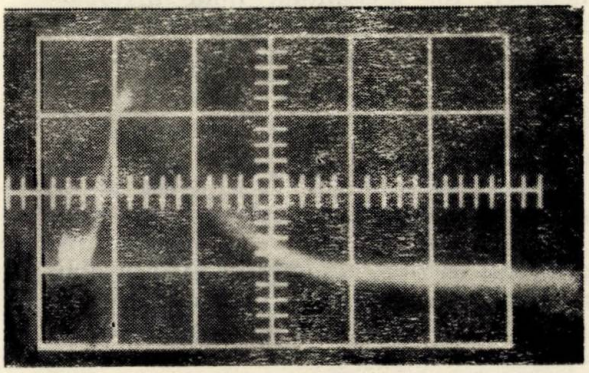
procesul descărcării în aceste situații. Rezultatele obținute au fost cît se poate de interesante.

Astfel, în figura 9 se observă o apariție a impulsurilor la tensiuni mici, 6,8 kV, iar amplitudinea lor are valori ridicate, 11,5 V, pentru impulsul pozitiv și 8 V, pentru cel negativ.

Fenomenul amintește de descărcarea sistemului de electrozi V-P într-o izolație compusă aer-ulei în serie, în care prezența aerului întărea prin numărul de purtători formați procesul descărcărilor parțiale.

Impulsuri similare ca amplitudine apar la o tensiune aplicată mai ridicată, 8,4 kV, în situația în care se scoate discul de sticlă inferior, realizînd la alveolă peretele metalic în partea de jos.

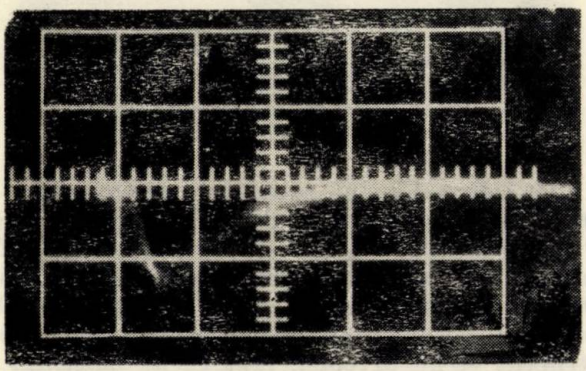
descărcările parțiale în sisteme de electrozi vîrf-placă, la care amplitudinea impulsurilor negative scădea cu tensiunea aplicată, la alveole se constată că *impulsurile cresc cu tensiunea aplicată*.

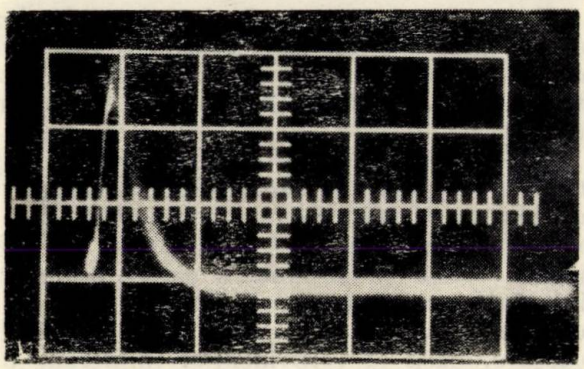


a

– impulsuri pozitive *a* și negative *b*, 12, 5 V și 8 V (5 V/cm), lățimea la 50% amplitudine, 200 ns (200 ns/cm) $V_{apl} = 8{,}4$ kV;

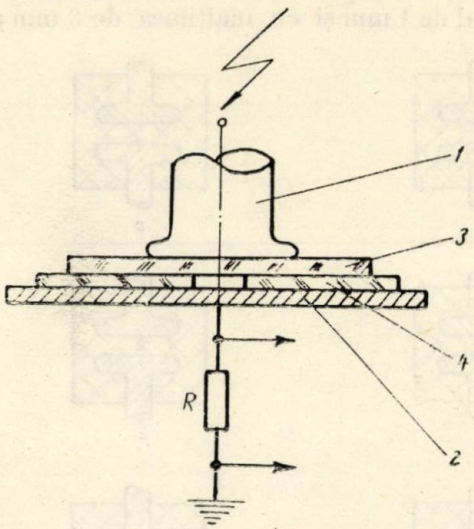
b

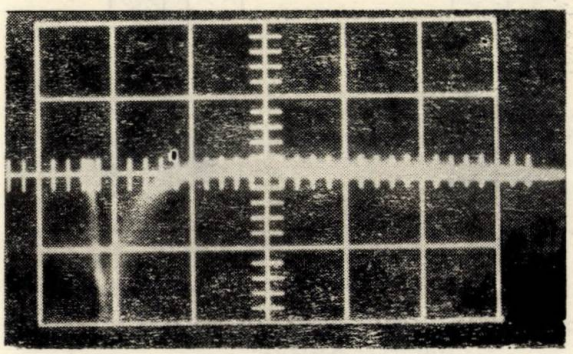




c

– impulsuri pozitive *c* și negative *d* 16,5 V și 10 V (5 V/cm), lățimea al 50% amplitudine 200 ns (400 ns/cm), $V_{apl} = 11{,}5$ kV.





d

Fig. 11. Descărcări parțiale în alveole cu dispoziția electrozilor menționată. Notațiile ca în figură.

Amplitudinea impulsurilor este în această situație 12,5 V pentru impulsul pozitiv și 8 V pentru cel negativ (fig. 10, *a*, *b*).

4.2.3. *Amplitudinea impulsurilor în alveole funcție de tensiunea aplicată*. Spre deosebire de

În figura 11 se observă că amplitudinile impulsurilor pentru două tensiuni aplicate electrozilor de 8,4 kV și 11,5 kV sînt mai mari pentru valorile mai ridicate ale tensiunii.

Pentru a nu influența rezultatele măsurătorilor, dat fiind că la creșterea mai departe a tensiunii aplicate ar putea apărea descărcări parțiale pe suprafața dielectricului, s-au realizat o serie de alveole încastrate între electrozi metalici, tot ansamblul fiind înglobat în rășini de turnare; în cele ce urmează alveolele de acest tip vor fi denumite alveole încastrate.

4.3. *Experimentări în alveole încastrate între electrozi metalici turnați în rășini epoxidice* Scopul experimentărilor a fost acela de a verifica influența poziției alveolei asupra procesului descărcărilor parțiale și înregistrarea la un osciloscraf cu timp de creștere al frontului mic, alura exactă a impulsului pentru a-l putea analiza în condiții egale cu cele înregistrate la descărcările în aer sau ulei.

După o tehnică specială, între electrozii metalici cu diametrul de 50 mm, turnați într-o rășină epoxi, s-au practicat alveole cilindrice cu diametrul de 1 mm și cu înălțimea de 3 mm;

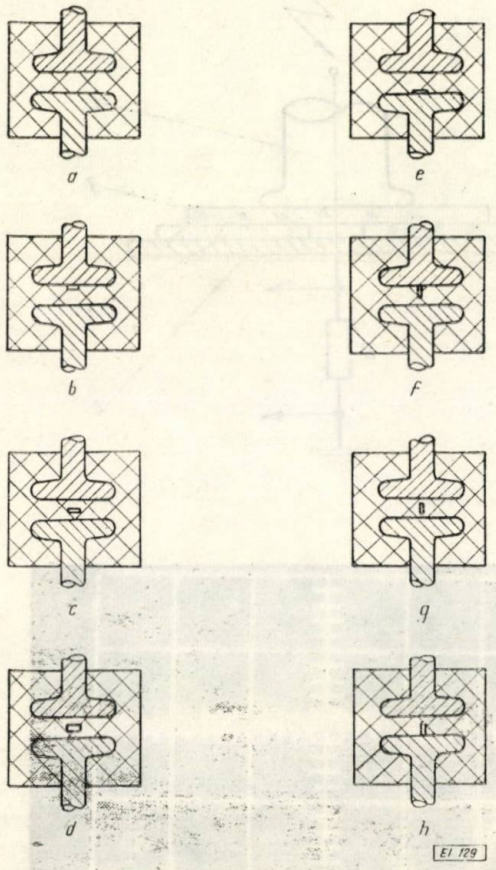


Fig. 12. Tipuri de alveole încastrate folosite în studiul descărcărilor parțiale:
a – epruvetă etalon; *b* – epruvetă cu alveole pe electrodul superior; *c* – epruvetă cu alveole la mijloc; *d* – epruvetă cu alveole pe electrodul inferior; *e* – epruvetă cu alveole pe mijloc și pereții metalizați; *f* – epruvetă cu alveole pe electrodul superior; *g* – epruvetă cu alveole la mijloc; *h* – epruvetă cu alveole pe electrodul inferior.

poziția acestora a fost schimbată așa cum rezultă din figura 12, *b*, *h*, unde alveola în poziție perpendiculară față de intensitatea cîmpului electric sau paralelă cu ea a fost plasată pe electrodul superior, la mijloc și, în sfîrșit, la electrodul inferior al epruvetei.

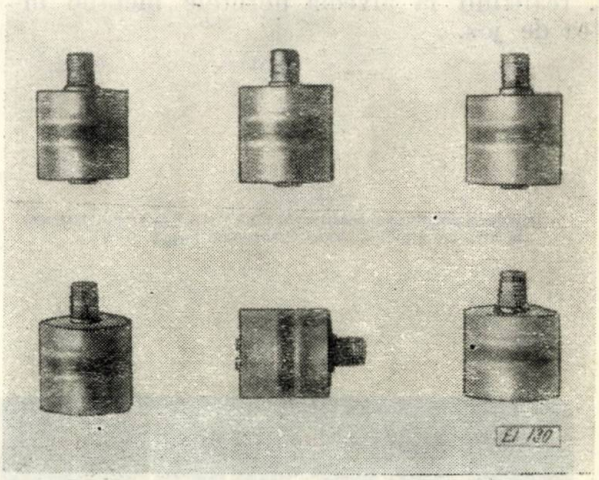


Fig. 13. Epruvete cu alveole între electrozii metalici, turnate în rășini epoxidice.

În figura 13 sînt prezentate cîteva epruvete din cele folosite în cursul acestor experimentări.

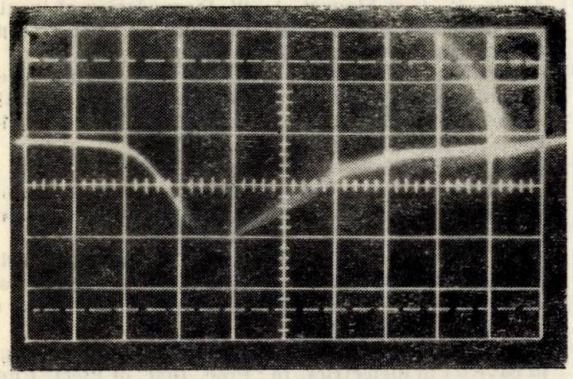
În afara epruvetelor de tipul amintit, a fost realizată și una fără nici un fel de alveolă, așanumitul „etalon", (fig. 12, *a*), care să indice dacă, eventual, există descărcări proprii construcției și nu alveolei, fapt ce ar denatura rezultatele.

Experiența a arătat că, datorită tehnologiei alese, epruvetele nu au avut alte goluri cu descărcări proprii, cele înregistrate corespunzînd numai descărcărilor din alveolele special realizate.

4.3.1. *Influența poziției alveolei asupra amplitudinii descărcării.* Problema mecanismului descărcării în alveole încastrate a fost atacată de numeroși cercetători [15], [16], [28], [29], fără însă a exista o idee unitară asupra desfășurării lui. Astfel, nu există încă o idee unanim recunoscută în ceea ce privește procesul de descărcare, dacă el este identic, indiferent dacă alveola este situată în dielectric sau pe electrozii metalici; experimentările efectuate și-au propus tocmai verificarea valabilității acestor ipoteze. În acest scop, fiecărei epruvete i s-a aplicat o tensiune alternativă variabilă, urmărindu-se pe osciloscraf momentul apariției primelor impulsuri; în continuare tensiunea s-a crescut pînă la valori aproximativ de 22–24 kV.

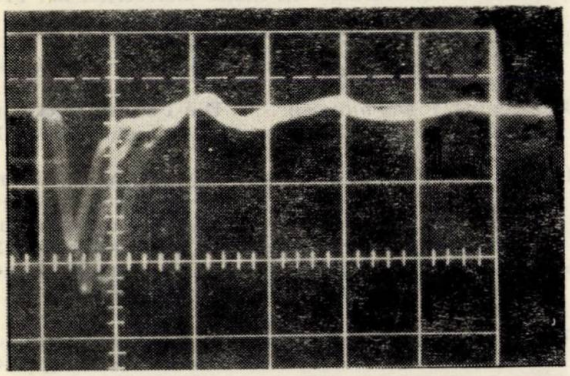
Rezultatele obținute duc la concluzii interesante în sensul că amplitudinile impulsurilor depind de poziția alveolei, iar la alveolele limitate la un capăt de electrozii metalici, amplitudinea impulsurilor este mai mare decît în cazul în care alveola este practicată la mijlocul epruvetei.

Parte din oscilogramele ridicate în acest scop sînt date în figura 14. În ceea ce privește variația amplitudinii impulsului cu tensiunea apli-



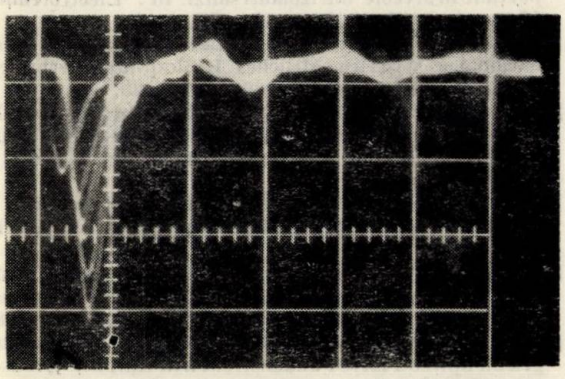
a)

U_{apl} = 14,5 kV, 20 ns = 1 cm, 50 mV = 1 cm;



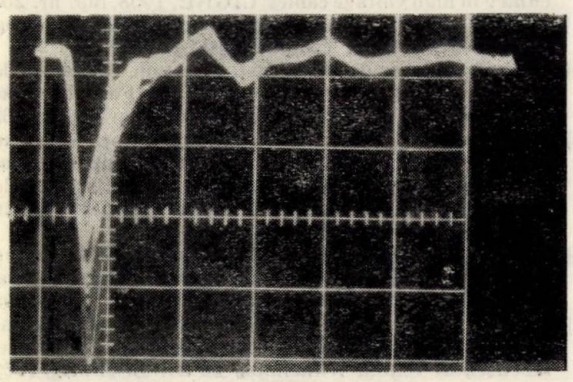
b)

U_{apl} = 18,2 kV, 100 ns = 1 cm, 500 mV = 1 cm



c)

U_{apl} = 20 kV, 100 ns = 1 cm, 500 mV = 1 cm



d)

U_{apl} = 22 kV, 100 ns = 1 cm, 500 mV = 1 cm

Fig. 14. Impulsuri negative într-o alveolă tip canal încastrată la mijlocul epruvetei

cată, această alură este diferită de cea menționată la descărcarea V—P în aer, datorită tocmai unui proces fizic al descărcării diferit din cauza dificultății de formare a unor sarcini spațiale.

Rezultatele obținute pentru două tipuri de alveole, dispuse la mijlocul epruvetei sau pe un electrod, sînt date în figura 15.

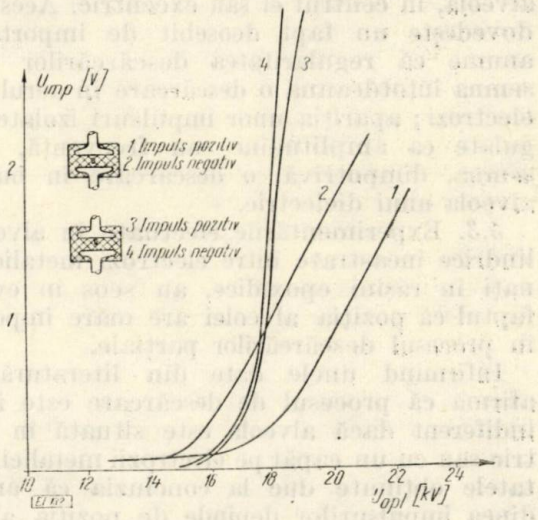


Fig. 15. Variația amplitudinii impulsului, funcție de tensiunea aplicată pentru epruvete cu alveole, ca în legendă.

4.3.2. *Forma impulsului.* Din analiza impulsurilor înregistrate rezultă timpi de creștere ai frontului și duratei de semiamplitudine similari celor obținuți la descărcările în aer.

O confirmare experimentală a ipotezei pe care o fac unii autori asupra existenței mai multor locuri care descarcă este dată în cîteva oscilograme (fig. 14), în care rezultă, evident, prezența acestora.

5. Concluzii

5.1. Studiul descărcărilor care apar în alveolele deschise de diametru 6 — 36 mm, limitate la un capăt de un electrod metalic, celălalt electrod fiind un vîrf care se introduce în interiorul alveolei la distanța de 5, 10, 15, 20 mm, scoate în evidență următoarele:

— numărul maxim de descărcări se obțin pentru cea mai mică distanță d, la care este introdus vîrful în alveolă;

— pentru aceeași distanță d între electrozi și pentru o aceeași tensiune aplicată sistemului, numărul de descărcări este cu atît mai mare cu cît diametrul alveolei are o valoare mai ridicată. Cel mai mare număr de descărcări se obține la toate distanțele pentru vîrful-placă în aer, fără alveolă, deci pentru diametrul considerat infinit;

— aspectul descărcărilor este cu atît mai ridicat cu cît diametrul alveolei este mai mare; efectul pereților este mult mai redus cu creș-

terea diametrului. Pentru rapoarte *diametru alveolă/diameiru vîrf*, superioare valorii 50 se poate considera că influența pereților asupra procesului de descărcare este minimă.

5.2. În cazul alveolelor de tip deschis, cu aer între electrozii metalici, alura impulsurilor este caracteristică descărcărilor Trichel; același lucru este valabil și pentru alveolele de tip deschis, la care electrodul vîrf se găsește distanțat de alveolă, în centrul ei sau excentric. Acest lucru dovedește un fapt deosebit de important, și anume că regularitatea descărcărilor va însemna întotdeauna o descărcare în aerul dintre electrozi; apariția unor impulsuri izolate, neregulate ca amplitudine sau frecvență, va însemna, dimpotrivă, o descărcare în bula sau alveola unui dielectric.

5.3. Experimentările efectuate în alveole cilindrice încastrate între electrozi metalici, turnați în rășini epoxidice, au scos în evidență faptul că poziția alveolei are mare importanță în procesul descărcărilor parțiale.

Infirmînd unele date din literatură, care afirmă că procesul de descărcare este identic, indiferent dacă alveola este situată în dielectric sau cu un capăt pe electrozii metalici, rezultatele obținute duc la concluzia că amplitudinea impulsurilor depinde de poziția alveolei, și anume că este mai mare la cele mărginite de electrozi metalici.

5.4. Spre deosebire de descărcările parțiale care apar în sistemele de electrozi vîrf-placă, la alveole se constată că amplitudinea impulsurilor negative sau pozitive crește tot timpul cu tensiunea aplicată.

5.5. Din analiza impulsurilor înregistrate rezultă timpi de creștere ai frontului și ai duratei de semiamplitudine, similari celor obținuți la descărcarea în aer.

5.6. Ipotezele teoretice, stabilite în ultimul an de unii cercetători în privința realizării unui model mai corect decît cel imaginat în mod simplificat de Gemant, duc la admiterea existenței mai multor locuri care descarcă între pereții alveolei. Aceste ipoteze sînt confirmate și prin experimentele autorului, care a înregistrat descărcările mai multor puncte în alveole, chiar la valori reduse ale tensiunii.

Autorul își exprimă mulțumirile tov. ing. *I. Rîulescu*, șef de laborator la I.C.P.E., pentru sugestiile și sprijinul dat în cursul experimentărilor.

Bibliografie

[1] *Fallou, B.* Étude du complexe papier-huile dans les transformateurs. În : RGE, t. **76**, nr. 1, 1967, p. 21—24.
[2] *Coelho, R.* Action des radiations de haute énergie sur les isolants. În : RGE, t. **76**, nr. 1, 1967, p. 18—20.
[3] *Fallou, B.* Étude de vieillissement thermique des materiaux isolants entrant dans la construction électrique. În : RGE, t. **76**, nr. 1, 1967, p. 16—17.
[4] *Lacoste, R.* și *Wind, G.* Étude des phénomènes de décharges partielles. În : RGE, t. **76**, nr. 1, 1967, p. 7—11.
[5] *Wind, G.* Étude des diélectriques gaseux. În : RGE, t. **76**, nr. 1, 1967, p. 12—15.
[6] *Meals, R. I.* și *Stannet, A. W.* Degradation of insulation materials by electrical discharges. În : IEEE Trans. Power App. and Syst., nr. 1, 1964, p. 49—54.
[7] *Garton, C. G.* The energy of discharges and their interaction with solid dielectrics. În : Gas discharge and the electricity supply industrie, Londra, Butterworths, 1962, p. 412—419.
[8] *Leroy, G.* ș.a. Analytical study of the degradation of solid insulating materials through ionisation discharges, În : Gas discharge and the electricity industrie, Londra. Butterworths, 1962, p. 393—403.
[9] *BUI-Ai.* Contribution a l'étude de la degradation des insolants en feuilles sous l'action des décharges partielles. Thèse. Fac. des Sciences de l'Université de Toulouse, France.
[10] *Rogers, R. C.* The self-extinction of gaseous discharges in cavities in dielectrics. În : Proc. Inst. of Elect. Engr. vol. **105**, pt. A, 1958, p. 621.
[11] *Rogers, E.* și *Skipper, D. J.* Gaseous-discharges phenomena in high voltage d.c. cables dielectrics. În : Proc. Inst. of Elect. Engr. vol. **107**, pt. A, 1960, p. 241.
[12] *Gsodam, M.* Die Messung und Bewertung der von Teilübe rschlagen in Dielektrikum herruhrenden Impulse. În : Elin Zeitschrift **13**, nr. 2, 1961, p. 49—60.
[13] *Gemant, A.* și *Philippoff, M.* Die Funkenstrecke mit Vorkondensator. În : Zeitschrift für techn. Physik **13**, 1932, p. 425—428.
[14] *Heller, B.* Die physikalischen Grundlagen der inneren Entladungevorgänge in festen Dielektrikum. În : Intern. Koloq. Elektr. Isolierstoffe und Hochspannungstechnik, Technische Hochschule Ilmenau, oct 1964, p. 25—35.
[15] *Boning, W.* Luftgehalt Luftspaltverteilung geschichter Dielektrikum. P.I. În : Archiv für Elektr. **48**, nr. 1, 1963, p. 7—22.
[16] *Boning, W.* Luftgehalt und Luftspaltverteilung geschichter Dielektrikum. P. II. În : Archiv für Elektr. **48**, nr. 2, 1963, p. 85—97.
[17] *Avramescu A.* Relații de similitudine ale descărcărilor parțiale în alveole din izolanți solizi. În : Electrotehnica **15**, nr. 4, aprilie 1967, p. 117—122.
[18] *Neudert, E.* Entlandungen in Luftspalten. În : Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Hochschule Ilmenau **6**, 1966, p. 17—23.
[19] *Nitzer.* Teilentladungsvorgänge in dielektrischen Hohlräumen. În : Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Technische Hochschulle Ilmenau **6**, 1966, p. p. 25—31.
[20] *Avramescu, A.* ș.a. Studiul descărcărilor parțiale în izolația hîrtie-ulei din transformatoare. Protocol I.C.P.E., 35D2, 1967.
[21] *Tănăsescu, Fl.* și *Răulescu, I.* Descărcări corona la sistemele de electrozi vîrf-placă, alimentate în curent continuu. În : Electrotehnica **15**, nr. 9, 1967, p. 278—286.
[22] *Konig, D.* Über die Vergleichbarkeit von Korona-messungen an Spitze-Platte Funkenstreken in Luft bei Wechselspannnng. În : Bull. ASE 57, nr.25, 1966, p.1 555—1 162.
[23] *Kreuger, F. H.* Detection of internal discharges particulary in high voltage cables CIGRE, 1958, rap. nr. 204.
[24] *Kreuger, F. H.* Discharge detection in high voltage equipment. Londra, Temple Press, 1965.
[25] *Schwab, A.* Über die Anstiegszeiten von Korona-entladungens-impulsen in einer Spitze-Platte Funkenstrecke. Dissertation, Technischen Hochschule, Karlsruhe. 1963.
[26] *Tănăsescu, Fl.* și *Lehaci, S.* Studiul transmisiei unui impuls provocat de o descărcare parțială printr-un circuit două etaje de deformare, folosind un calculator analogic. Lucrare în curs de apariție în revista AMC, nr. 10, 1968, Editura tehnică.
[27] *Veverka, A.* și *Wohlauth, F.* Entlandungen in Hohlraum eines Dielektrikums vom Gesichtpunkt der gemessenen Ladungen. În : Elektrie **19**, nr. 5, 1965, p. 202—205.
[28] *Jurgen, Leu.* Durschlag in Epoxydharzplatten mit Künstlichen Fehlstellen. Dissertation, Technischen Hochschule Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1965.
[29] *Petry, H.* Hohlraumentladungen in Polyäthylenisolierungen. Diss. T. H., Karlsruhe, 1963.

Intrat în redacție la 19. XII. 1967

Aparat pentru încercarea în sarcină a celulelor redresoare de putere cu siliciu

Lupaş Ovidiu* — Bucureşti

CZ 621.317.79.621.31.63.001

Din motive de simplitate şi economie, drept metodă curentă de măsură şi control a celulelor redresoare de putere semiconductoare se foloseşte metoda măsurării separate a caracteristicii curent-tensiune, supunînd celula numai la cîte un singur fel de solicitare directă sau inversă.

Deşi caracteristica directă şi cea inversă, ridicate separat, furnizează informaţii utile asupra performanţelor celulei măsurate în privinţa căderii directe de tensiune, tensiunii de blocare, formei caracteristicii inverse şi directe şi implicit asupra imperfecţiilor eventuale în procesul tehnologic de obţinere a celulelor, comportarea reală în funcţionare nu poate fi cunoscută decît în urma unei încercări în sarcină în care celula este supusă, alternativ, cu frecvenţa de 50 Hz, trecerii unui curent direct egal cu cel nominal şi aplicării unei tensiuni inverse egale cu cea la care va funcţiona. Astfel, se întîlnesc celule care prezintă, la măsurare separată, caracteristici inverse şi directe satisfăcătoare, dar au performanţe mult inferioare sau se distrug la încercarea în sarcină. Această comportare se poate datora mai multor cauze dintre care cele mai importante sînt supraîncălzirile puternice locale produse în eventualele imperfecţiuni ale structurii redresoare de trecerea curentului direct, supraîncălziri ce pot produce creşterea exagerată a curentului invers, şi fenomenele legate de trecerea celulei de la polaritate directă la polaritate inversă cu frecvenţa de 50 Hz şi recăpătarea proprietăţilor de blocare a joncţiunii redresoare, fenomene ce nu apar la măsurarea separată a caracteristicii curent-tensiune.

De asemenea, pentru a cunoaşte parametrii limită şi posibilităţile celulei redresoare la diferite solicitări electrice şi a asigura o funcţionare corectă a redresoarelor cu siliciu în instalaţiile industriale este necesar să se efectueze încercări electrice nedistructive şi distructive dintre care cele mai folosite sînt: încercarea de durată, încercarea în regim de suprasarcină, încercarea la impulsuri de amplitudine, frecvenţă şi durată diferite, încercarea la regimuri termice tranzistorii şi la cicluri termice repetate. Efectuarea ultimei încercări, echivalente cu o încercare la oboseală, prezintă importanţă, deoarece s-a observat că spre deosebire de celulele cu germaniu, celulele redresoare cu siliciu se pot distruge după un număr relativ mic, uneori cîteva sute de răciri şi încălziri, între temperatura ambiantă şi cea de funcţionare, din cauza dilatării termice diferite a părţilor componente ale structurii redresoare şi a bazei capsulei [1] — [3].

1. Încercarea celulelor redresoare folosind circuite simulatoare

Din cauza puterilor electrice mari necesare (sute sau mii de kW) şi a căldurii ce trebuie evacuate, măsurarea şi încercarea celulelor redresoare de putere în sarcină necesită un utilaj greu, voluminos şi costisitor, iar încercările de lungă durată duc la mari cheltuieli de energie electrică. Chiar dacă un consum excesiv de energie electrică poate fi parţial evitat prin folosirea unei instalaţii de încercare cu recuperare de energie (cu circuitul: motor de curent alternativ — generator de curent alternativ — celule redresoare de încercat — motor de curent continuu — generator de curent alternativ [4]), totuşi rămîne dezavantajul costului foarte ridicat al maşinilor electrice de puteri de ordinul MW şi evidenta lipsă de flexibilitate a sistemului

Din aceste motive, atît pentru măsurarea, cît şi pentru încercarea celulelor redresoare cu siliciu s-au dezvoltat instalaţii în care un circuit simulator dă jumătate din perioadă un curent mare la o tensiune redusă şi cealaltă semiperioadă, un curent redus la o tensiune ridicată [4] — [6]. Se realizează comutarea, cu frecvenţa reţelei, de la caracteristica directă a celulei redresoare — curent mare, tensiune redusă — la cea inversă — tensiune mare, curent redus — folosindu-se două surse de tensiune, una de tensiune mare şi curent redus şi alta de tensiune redusă şi curent ridicat. Drept comutator se poate folosi fie unul mecanic, fie unul electronic — ignitron, tiratron sau tiristor. Posibilităţile comutatorului sincron şi deci valorile maxime ale curentului şi tensiunii care pot fi controlate de el, sînt determinate de curentul direct care poate trece prin comutator şi de tensiunea pe care o poate bloca în sensul de conducţie comutatorul, atunci cînd nu este comandată trecerea sa în stare de conducţie.

La circuitul din figura 1, în semiperioada de conducţie a celulei de încercat D, comutatorul K este închis aşa încît celula D este parcursă de curentul direct dat de transformatorul de forţă Tr_1 de tensiune mică şi intensitate mare de curent. Tensiunea, mult mai mare dată în această semiperioadă de transformatorul Tr_2 de curent mic şi tensiune mare, şi care polarizează celula D tot în direct, este blocată de

* Ing. *O. Lupaş* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

dioda d. În semiperioada următoare comutatorul K este deschis, așa încît celulei D i se aplică tensiunea mare inversă dată de transformatorul Tr_2. Se observă că această tensiune se aplică și comutatorului K, deschis, solicitat tot în sensul de conducție.

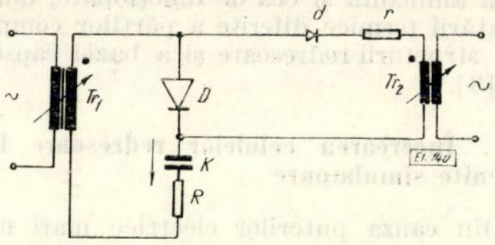


Fig. 1. Schema de principiu a circuitului simulator cu două surse de energie :

Tr_1 — sursă reglabilă de curent mare și tensiune redusă ; Tr_2 — sursă reglabilă de tensiune mare și curent mic ; K — comutator sincron ; D — celulă redresoare de încercat ; R — rezistență de sarcină ; r — rezistență de limitare.

Folosirea circuitului simulator cu două surse de energie din figura 1 reduce pierderea de energie la 10—20% din cea consumată la o încercare în plină sarcină cu o singură sursă de energie și duce la folosirea unui utilaj de putere relativ redusă, asigurînd o flexibilitate ridicată circuitului de măsură și permițînd fixarea independentă a valorilor curentului și tensiunii de încercare. Astfel de circuite sînt folosite pe larg la măsurarea în sarcină a celulelor redresoare cu siliciu, de mare putere [5], [6]. Pentru încercarea de lungă durată a unui număr chiar și relativ redus de celule redresoare de mare putere și pentru încercările de rutină în sarcină a unui număr mare de elemente, ca cele ce rezultă dintr-o fabricație de serie, circuitul din figura 1 prezintă dezavantajul unui consum de energie încă ridicat, încărcînd costul elementelor fabricate, cum și necesitatea folosirii unui număr de circuite simulatoare egal cu cel al celulelor încercate. În plus secundarul transformatorului Tr_1 este străbătut de o componentă de curent continuu, ceea ce poate duce la saturația în curent continuu a miezului, la pierderi mari și la deformarea undei de tensiune.

Pentru a folosi complet posibilitățile comutatorului sincron și pentru a realiza o economie cît mai mare de energie electrică, s-a realizat [7], [8] schema din figura 2, care, față de cea din figura 1, are avantajul de a permite încercarea unui număr mare de celule redresoare la un consum de energie redus. În semiperioada de conducție a diodelor D_{ia}, comutatorul K_a este închis, celulele D_{ia} sînt parcurse de curentul direct dat de transformatorul Tr_1, iar diodele d_{ia} blochează tensiunea mare dată de înfășurările secundare a_i ale transformatorului Tr_2. În această semiperioadă comutatorul K_b, deși este polarizat în sensul de conducție de către înfășurările b_i prin circuitul K_a R_a, nu conduce fiind deschis, iar transformatorul Tr_2 polarizează în sens invers celulele D_{ib}. În semiperioada următoare brațele a și b își schimbă rolurile, celulele D_{ia} fiind încercate în sens invers și cele D_{ib} în sens direct. Astfel celulele D_{ia} și D_{ib} sînt polarizate alternativ și în contratimp, în direct și invers. Din cauza simetriei montajului, curentul în secundarul transformatorului Tr_1 nu are componență de curent continuu. Eventualele asimetrii date de faptul că comutatoarele, rezistențele de sarcină și celulele de încercat nu sînt identice pot fi corectate, fie defazînd puțin momentul trecerii comutatoarelor în stare de conducție, fie introducînd în paralel cu rezistențele R_a și R_b rezistențe reglabile care permit fixarea independentă a intensității curentului pe cele două brațe. Cea de-a doua metodă este în general preferabilă, deoarece nu deformează forma undei de curent. Pierderile în celula redresoare depinzînd nu numai de valoarea medie, ci și de valoarea eficace a curentului, este important ca unda de curent să nu se abată sensibil de la forma semisinusoidală. Dacă acest lucru nu este posibil, trebuie măsurată atît valoarea medie, cît și cea eficace a curentului și efectuată încercarea la o valoare a curentului mediu, așa ca puterea disipată în celulă să fie cea corespunzătoare.

Se observă că în figura 2 celulele de încercat sînt legate în serie de față comutatorul sincron și transformatorul de forță, dar sînt independente între ele față de tensiunea inversă aplicată. În principiu transformatorul Tr_2 este prevăzut cu un număr de înfășurări secundare egal cu numărul celulelor de încercat. Înfășurările secundare au prize intermediare de tensiune, așa încît oricare ar fi tensiunile la care trebuie încercate celulele redresoare, presupuse de clase de tensiune diferite, capacitatea comutatorului K să poată fi folosită integral și fiecare celulă să fie încercată la tensiunea prescrisă. Numărul de celule ce se pot încerca

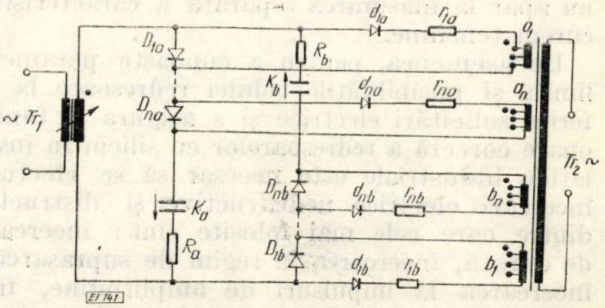


Fig. 2. Schema de principiu a instalației de încercare în sarcină a celulelor redresoare cu siliciu :

Tr_1 — sursă reglabilă de tensiune mică și intensitate mare ; Tr_2 — transformator cu înfășurări secundare multiple ; $D_{1a} \dots D_{na}$, $D_{1b} \dots D_{nb}$ — celule redresoare de încercat K_a, K_b — comutatoare sincrone ; $d_{1a} \dots d_{na}$, $d_{1b} \dots d_{nb}$ — diode de blocare $r_{1a} \dots r_{na}$, $r_{1b} \dots r_{nb}$ — rezistențe de protecție ; R_a, R_b — rezistențe de sarcină.

simultan pe un braț este determinat de condiția ca suma tensiunilor inverse aplicate celulelor încercate să nu depășească capacitatea de blocare în sens de conducție a comutatorului sincron deschis.

S-a încercat atît folosirea unui comutator mecanic, cît și a unuia electronic. Cel mecanic a fost realizat pe principiul jetului rotativ de mercur [9] în atmosferă protectoare, antrenat de un motor sincron, cu răcire cu apă, iar cel electronic, cu ignitroane.

Comutatorul cu jet de mercur prezintă avantajul unei căderi de tensiune mult mai reduse decît a ignitronului, și anume 3 V față de 15 V, ceea ce permite folosirea unei tensiuni de ordinul a 15 V la transformatorul Tr_1 și deci scăderea puterii instalației. Este adevărat că acest avantaj, considerabil la schema din figura 1, devine mai puțin important atunci cînd se folosesc mai multe celule în serie ca în figura 2. Dezavantajele comutatorului mecanic, fie cu jet de mercur, fie cu perii, constau în dificultatea diminuării supratensiunilor de comutație care pot fi distructive pentru elementul încercat și ajustării contactelor, așa că cele două jumătăți ale ciclului să nu se suprapună parțial. Scînteile produse în comutator la dereglarea contactelor duceau la degradarea lor și la pericolul intoxicării cu vapori de mercur a personalului așa încît, deși comutatorul cu jet de mercur a permis încercarea și măsurarea celulelor redresoare Si 100 în condiții de laborator [10], pentru aparatele din linia tehnologică pentru I.P.R.S. — Băneasa s-a preferat folosirea ignitroanelor, mai sigure în funcționare și care au o întreținere mai ușoară. În ultimul timp au apărut tiristoare de curent și tensiune ridicate (250 A, 1 200 V). Acestea nu pot fi folosite în locul ignitroanelor în instalațiile de măsură a celulelor redresoare cu siliciu din cauza curentului lor invers important. În instalațiile de încercare ele prezintă însă marele avantaj al unei căderi de tensiune directe foarte reduse, ceea ce permite realizarea unei importante economii de energie, scăderea puterii absorbite a instalației la aproximativ o treime și simplificarea circuitelor de comandă. În plus tiristoarele au o viață mult mai lungă decît ignitroanele.

În perioada 1962—1966 s-au proiectat și construit la I.C.P.E. și I.P.R.S., pe principiul schemei din figura 2, trei aparate pentru încercarea celulelor redresoare din seria unitară I.C.P.E., aparate denumite diodotestere și un aparat pentru măsurarea în sarcină a acestor celule. Diodotesterele au fost puse în funcțiune la I.P.R.S. — Băneasa în cursul anului 1966. Diodotesterele pentru încercarea celulelor redresoare Si 100 folosesc ignitroane Philips PL 5555, iar cel pentru celule Si 25 și Si 50, cum și cel pentru celule Si 8, ignitroane sovietice 1 50/1,5.

În continuare se prezintă cele trei tipuri de diodotestere realizate.

2. Considerente generale de proiectare

Diodotesterele servesc pentru efectuarea încercării în sarcină de lungă durată, a celei în regim de suprasarcină, cum și pentru încercările la cicluri termice sau regimuri de sarcină variabilă. Clasa de tensiune inversă a celulelor montate în diodotester se stabilește, în prealabil, printr-o măsurare a caracteristicii inverse în sarcină.

Tensiunea pe care pot s-o blocheze ignitroanele în semiperioada cît nu conduc este de 1 500V la ignitroanele I 50/1,5 și de 2 100 V la cele PL 5555 (anexa 1). Deoarece centrul de greutate al tensiunii inverse de lucru pentru producția de celule redresoare după tehnologia I.C.P.E. este de 300—400 $V_{vîrf}$, rezultă că, în medie, pot fi montate, atunci cînd se programează încercarea, cîte șase celule pe fiecare braț al aparatului astfel ca să se folosească optim capacitatea de blocare a comutatorului sincron. Celulele redresoare încercate pot fi de clase de tensiune diferite, singura condiție impusă fiind ca suma tensiunilor inverse de încercare a celulelor de pe fiecare braț al diodotesterului să nu depășească posibilitățile de blocare ale ignitronului. Valoarea tensiunii inverse la care se încearcă fiecare celulă este afișată pe panoul frontal al diodotesterului prin plăcuțe indicatoare.

Caracteristica directă curent tensiune a celulelor redresoare are forma din figura 3, valoarea de vîrf a căderii totale de tensiune putînd fi considerate ca formată dintr-o tensiune constantă U_0 și o cădere rezistivă de tensiune $R_d I_v$. Pentru celulele redresoare din seria I.C.P.E. :

$$\begin{cases} 0{,}8 < U_0 < 0{,}95; \\ 0{,}15 < R_d I_v < 0{,}25 \text{ la celulele redresoare cu răcire naturală;} \\ 0{,}3 < R_d I_v < 0{,}45 \text{ la celulele redresoare cu răcire forțată, care lucrează la densitate de curent mai ridicată.} \end{cases}$$

Valorile ce depășesc pe cele de mai sus sînt eliminate la măsurarea caracteristicii directe în sarcină la curent nominal și în impuls la 5 I_v.

În aproximația din figura 3, puterea disipată într-o celulă redresoare sub formă de căldură datorită trecerii curentului direct se poate scrie :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u\,i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T (U_0 + R_d\,i)\,i\,dt = \\ = U_0\,I_{med} + R_d\,I_{eff}^2. \qquad (2)$$

În condiții ambiante și de răcire date, temperatura de lucru a joncțiunii redresoare, a cărei valoare este determinantă la toate încercările în sarcină, este funcția de P, deci depinde atît de valoarea medie, cît și de cea eficace a curentului direct.

În circuitul de forță a diodotesterului, forma tensiunii și curentului sînt cele din figura 4.

La tensiune sinusoidală dată de transformatorul de forță, curentul direct se poate scrie :

$$\begin{cases} i = \dfrac{U_v \sin \omega t - \Delta U}{R} & \alpha_a < \omega t < \alpha_s \; ; \; (3) \\ i = 0 & \alpha_s < \omega t < \alpha_a + 2\pi, \end{cases}$$

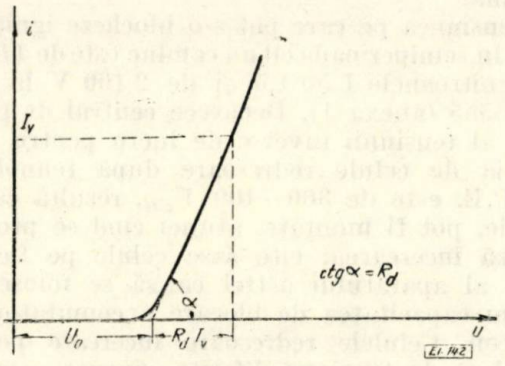


Fig. 3. Caracteristica directă curent tensiune a celulelor redresoare cu siliciu.

cu :

$$\Delta U = \Delta U_g + n U_0 < 20 \text{ V}, \qquad (4)$$

unde ΔU_g este căderea de tensiune pe ignitron și n numărul de celule redresoare în serie ;

$$R = R_a + nR_d + R_f, \qquad (5)$$

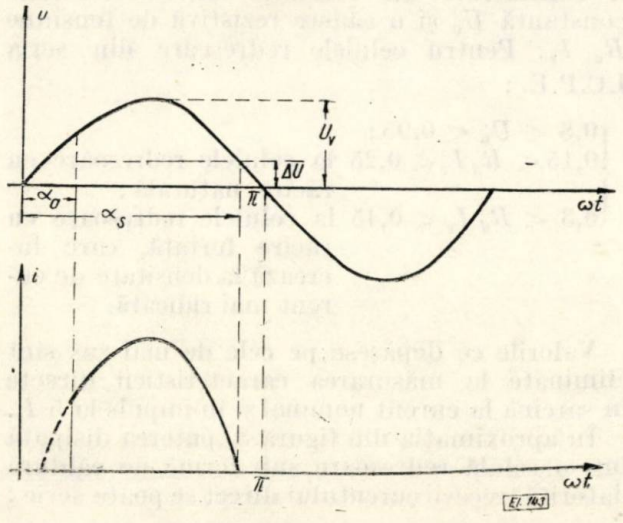


Fig. 4. Forma undei curentului și tensiunii în circuitul de forță a diodotesterului.

unde R_a este rezistența de sarcină și R_f, rezistența înfășurării secundare a transformatorului Tr_1 și a conexiunilor din circuitul de forță.

Observînd că :

$$\frac{\Delta U}{U_v} = \sin \alpha_s, \qquad (6)$$

valoarea de vîrf, cea medie și cea eficace a curentului redresat este dată de relațiile :

$$I_v = \frac{U_v}{R}(\sin \omega t - \sin \alpha_s) \; ; \qquad (7)$$

$$I_m = \frac{1}{2\pi}\frac{U_v}{R}\int_{\alpha_a}^{\alpha_s}(\sin x - \sin \alpha_s)\,dx =$$

$$= \frac{U_v}{2\pi R}[\cos \alpha_a - \cos \alpha_s - \sin \alpha_s(\alpha_s - \alpha_a)] \; ; \; (8)$$

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi}\frac{U_v^2}{R^2}\int_{\alpha_a}^{\alpha_s}(\sin x - \sin \alpha_s)^2\,dx =$$

$$= \frac{U_v^2}{2\pi R^2}\left[(\alpha_s - \alpha_a)\left(\sin^2 \alpha_s + \frac{1}{2}\right) + \right.$$

$$\left. + 2 \sin \alpha_s (\cos \alpha_s - \cos \alpha_a) - \frac{\sin 2\alpha_s - \sin 2\alpha_a}{4}\right]. \qquad (9)$$

Dacă aprinderea ignitronului este comandată astfel ca α_a să fie cît mai mic posibil la o tensiune U_v dată, se obține cu o bună aproximație :

$$\alpha_s = \pi - \alpha_a. \qquad (10)$$

Într-adevăr tensiunea de aprindere a ignitronului este sensibil egală cu căderea de tensiune pe tub în perioada de conducție, iar timpul necesar formării petei catodice și ionizării ignitronului este sub 100 μs [11], [12], deci la 50 Hz duce la un unghi mai mic de 2°. În aceste condiții se obține, notînd $\alpha_a = \alpha$:

$$I_m = \frac{U_v}{R}\frac{1}{\pi}\left[\cos \alpha_a - \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\sin \alpha\right]; \qquad (11)$$

$$I_{eff}^2 = \frac{U_v^2}{R^2}\cdot\frac{1}{2\pi}\left[(\pi - 2\alpha)\left(\frac{1}{2} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \sin^2 \alpha\right) - \frac{3}{2}\sin 2\alpha\right] \qquad (12)$$

și rezultă factorul de formă :

$$F = \frac{I_{eff}}{I_m} = \frac{\pi}{2}\cdot\frac{\sqrt{\left(1 - \dfrac{2\alpha}{\pi}\right)(1 + 2\sin^2 \alpha) - \dfrac{3}{\pi}\sin 2\alpha}}{\cos \alpha - \left(\dfrac{\pi}{2} - \alpha\right)\sin \alpha}. \qquad (13)$$

La o deformare a curentului de sarcină și deci creșterea factorului de formă cu ΔF peste valoarea $\frac{\pi}{2}$ pe care o are pentru o undă semisinusoidală, pentru a păstra puterea P și deci temperatura joncțiunii redresoare constantă, curentul mediu redresat trebuie scăzut cu o va-

loare ΔI_m, care rezultă din relația (2) scrisă sub forma:

$$P = U_0 I_m + R_m F^2 I_m^2; \quad (2')$$

$$\Delta P = U_0 \Delta I_m + R_d F^2 \cdot 2 I_m \Delta I_m + \\ + R_d I_m^2 2 F \Delta F = 0; \quad (2'')$$

de unde:

$$\frac{\Delta I_m}{I_m} = -\frac{\Delta F}{F} \cdot \frac{1}{1+\frac{U_0}{2 R_d F^2 I_m}}. \quad (14)$$

Corecția $\frac{\Delta I_m}{I_m}$ care trebuie adusă este diferită de la celulă la celulă, datorită caracteristicilor lor directe diferite. Limitele între care se poate găsi această corecție pot fi determinate, pentru unde nu prea deformate. La formă de undă aproape semisinusoidală $F \simeq \frac{\pi}{2}$ și $I_v \simeq 2 I_{eff} = 2 F I_m$. Folosind pentru U_0 și $R_d I_v$ valorile limită din (1), rezultă pentru celulele redresoare cu răcire forțată cu aer:

$$0{,}33 < -\frac{\frac{\Delta I_m}{I_m}}{\frac{\Delta F}{F}} < 0{,}47 \quad (15)$$

și pentru celulele redresoare cu răcire naturală:

$$0{,}18 < -\frac{\frac{\Delta I_m}{I_m}}{\frac{\Delta F}{F}} < 0{,}32. \quad (16)$$

Luînd la celulele cu răcire forțată o corecție a curentului mediu de:

$$\frac{\Delta I_m}{I_m} = -0{,}4 \frac{\Delta F_m}{F_m} \quad (17)$$

și la cele cu răcire naturală:

$$\frac{\Delta I_m}{I_m} = -0{,}25 \frac{\Delta F}{F}, \quad (18)$$

se poate face o eroare de cel mult $\pm 0{,}07 \frac{\Delta F}{F}$ la un factor de formă dat, în ceea ce privește valoarea I_m a curentului mediu, care ar da în celulele încercate aceeași putere disipată ca și un curent semisinusoidal cu $F = \frac{\pi}{2}$.

Considerînd acceptabilă o abatere de $\pm 1\%$ a valorii curentului mediu de încercare față de cel corect, ceea ce corespunde cu o bună aproximație la o abatere de 1% a puterii real disipate față de valoarea care s-ar disipa în celulă la un curent cu $F = \frac{\pi}{2}$, rezultă pentru $\frac{\Delta F}{F}$ o valoare admisibilă:

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{0{,}01}{0{,}07} = 0{,}14$$

și deci un factor de formă maxim acceptabil de 1,8.

Rezultă din ecuația (13) un unghi maxim $\alpha = 22°$ și deci, la $\Delta U = 20$ V, $U_v = 53$ V sau o valoare eficace pentru tensiunea dată de transformatorul de forță de 38 V. Ținînd seamă de timpul necesar amorsării ignitronului și pentru a putea permite varierea curentului de sarcină și prin varierea tensiunii de alimentare, s-a ales o tensiune eficace de pînă la 47 V la diodotesterul pentru celule Si 100 și de pînă la 53 V pentru celelalte două diodotestere. O tensiune mai mare ar duce la o formă de undă îmbunătățită a curentului și la o aprindere mai ușoară a ignitroanelor, însă ar scădea eficacitatea economică a încercării. O valoare de 45—55 V ducînd la $\alpha < 20°$ pare un compromis acceptabil pentru diodotestere. Folosind tiristoare drept comutatoare sincrone, pentru șase celule redresoare pe braț se obține $\Delta U \simeq 6{,}6$ V și tensiunea dată de transformatorul de forță ar putea fi redusă de la 15—18 V_{eff}.

La instalațiile de măsură a celulelor redresoare în sarcină, folosind circuit cu două surse de energie, problema consumului de energie electrică este secundară așa încît este indicat să se lucreze cu o tensiune de 80—90 V, ceea ce asigură $\alpha < 10°$ și $\frac{\Delta F}{F} < 0{,}06$ și deci o corecție necesară a curentului de 1,5—3% cu o nedeterminare neglijabilă.

Este necesar să se măsoare atît valoarea medie, cît și cea eficace a curentului prin celulele încercate pentru cunoașterea exactă a factorului de formă și pentru determinarea corecției care trebuie adusă curentului de sarcină. În tabela 1 este indicată corecția care

Tabela 1

Corecție de adus valorii medii a curentului de sarcină, la diferite valori ale factorului de formă

Factor de formă măsurat		Corecția procentuală de adus curentului de sarcină $100 \frac{\Delta I_m}{I_m}$		Valoarea corectată a curentului de sarcină $\frac{I_m}{I_m \text{ nominal}} \cdot \%$		Nedeterminare procentuală a corecției ce trebuie adusă curentului de sarcină. %
$F = \frac{I_{eff}}{I_{med}}$	valoare aproximativă a unghiului de aprindere $\alpha°$	celule cu răcire naturală	celule cu răcire forțată cu aer	celule cu răcire naturală	celule cu răcire forțată de aer	
1,571	0	0	0	100	100	0
1,6	4	−0,5	−0,8	99,5	99,2	±0,15
1,65	9	−1,25	−1,9	98,75	98,1	±0,35
1,7	14	−2,05	−3,3	97,9	96,7	±0,6
1,75	18	−2,9	−4,6	97,1	95,4	±0,8
1,8	22	−3,7	−5,8	96,3	94,2	±1,0
1,85	25	−4,5	−7,1	95,5	92,9	±1,25
1,9	28	−5,3	−8,4	94,7	91,6	±1,5
2,0	34	−6,9	−10,9	93,1	89,1	±1,9
2,1	39	−8,5	−13,5	91,5	86,5	±2,4

trebuie adusă valorii medii a curentului de sarcină, la diferite valori măsurate ale factorului de formă F. Corecțiile și nedeterminarea acestora au fost calculate cu relațiile (17), (18), pentru un curent de forma indicată în figura 4.

Pentru a obține o posibilitate de reglaj a curentului, alta decît prin varierea factorului de formă, sursa de putere a fost realizată cu ajutorul a două transformatoare de forță cu secundarele legate în serie, unul dintre transformatoare fiind conectat direct la rețea și cel de-al doilea prin intermediul unui autotransformator (fig. 8). Valoarea tensiunii reglabile a fost determinată de posibilitățile tipului de autotransformator disponibil — AT18 și este de 7 V_{eff} la diodotesterul pentru celule Si 100 și de 26,6 V_{eff} la celelalte două diodotestere. Rezistențele de sarcină, care disipă puteri de 1—4 kW, sînt răcite cu apă.

Polarizarea inversă a celulelor redresoare este realizată de un transformator, controlat de un autotransformator de 1 A/220 V. Transformatorul are 12 înfășurări secundare, prevăzute cu prize de tensiune, care permit varierea tensiunii de încercare în trepte de 50 V_{virf}, pe fiecare înfășurare.

Cele șase înfășurări corespunzătoare celulelor redresoare de pe braț au trei din ele 600 V_{virf} și trei au 300 V_{virf}, astfel ca prin eventuala legare în serie a mai multor înfășurări să poată fi asigurată încercarea diferitelor combinații de 1—6 celule cu tensiuni inverse de vîrf între 100 și 1 500 V, suma tensiunilor lor inverse nedepășind 1 500 V pentru diodotesterele cu ignitroane I 50/1,5 și 2 100 V pentru diodotesterul care folosește ignitroane PL 5555.

3. Circuitul de aprindere al ignitroanelor

Pentru a obține un control larg al fazei și o siguranță ridicată în funcționare s-au folosit circuite de aprindere condensator-tiristor. Circuitul condensator-tiratron are dezavantajul unei vieți prea scurte, iar circuitele de aprindere cu reactanțe neliniare nu permit obținerea unui control suficient de larg al defazajului. Valorile de vîrf ale curentului și tensiunii pe igniter care trebuie aplicate pentru amorsarea ignitroanelor I 50/1500 și PL 5555 sînt date în anexa 1. Pentru o aprindere sigură trebuie luată o margine pentru îmbătrînirea igniterului și varierea tensiunii de alimentare. Impulsul de curent trebuie să aibă o lărgime suficientă pentru stabilirea petei catodice și transformarea arcului la anodul ignitronului. Circuitul de aprindere din figura 5 fiind liniar, caracteristicile pulsului pot fi determinate analitic [14]. Intersecția cu axa ordonatelor dă tensiunea dezvoltată în circuit cu igniterul întrerupt, iar intersecția cu abscisa, curentul de vîrf dezvoltat în circuit, cu igniterul în scurtcircuit. La valori diferite ale rezistenței igniterului se obțin puncte diferite pe dreaptă.

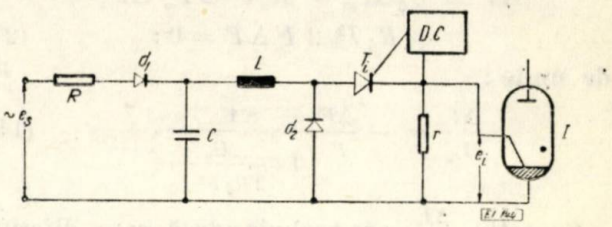


Fig. 5. Circuitul de aprindere a ignitroanelor I 50/1,5 și PL 5555.

Pentru ignitron I 50/1,5
- e_s — 250 V_{eff}
- R — 10Ω; 10 W
- d_1 — 3 A, 800 V
- C — 15μF /350 V
- r — 15Ω; 60 W
- T_i — tiristor 10 A; 350 V
- d_2 — 3 A; 400 V
- L — 1,07 mH; 11 A_{eff}
- DC — circuit de comandă a tiristorului

Pentru ignitron PL 5555
- e_s — 550 V_{eff}
- R — 10 Ω; 40 W
- d_1 — 3 A; 1 500 V
- C — 15 μF/700 V
- r — 15 Ω; 150 W
- T_i — tiristor 15 A; 700 V
- d_2 — 8 A; 800 V
- L — 1,07 mH; 22 A_{eff}

Descărcarea oscilatorie din circuitul de descărcare format din condensatorul C, inductanța L și rezistența echivalentă R a rezistenței igniterului și rezistenței are ecuația:

$$i = \frac{2CE\,e^{-at}}{\sqrt{4LC - R^2C^2}} \sin bt, \tag{19}$$

cu:

$$a = \frac{R}{2L}$$

$$b = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} \tag{20}$$

și E diferența de potențial a condensatorului C la inițierea descărcării.

Pentru ca descărcarea să fie oscilantă trebuie ca:

$$R < R_c = 2\sqrt{\frac{L}{C}}, \tag{21}$$

iar valoarea de vîrf a curentului rezultă:

$$I_{max} = K\,e^{-\frac{a}{b}\operatorname{arctg}\frac{a}{b}} \sin \operatorname{arctg}\frac{b}{a}, \tag{22}$$

cu:

$$K = \frac{2CE}{\sqrt{4LC - R^2C^2}}. \tag{23}$$

Pentru ca impulsul să aibă o lărgime de 400 μs timp considerat suficient pentru o aprindere sigură în toate împrejurările, trebuie ca frecvența descărcării să îndeplinească relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1\,250 \text{ Hz} \tag{24}$$

și deci:

$$LC = 1{,}63 \cdot 10^{-8}\ s^2. \tag{25}$$

La $R = R_c$ ($R_{igniter} = \infty$) rezultă :

$$\begin{cases} a = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \\ b = 0 \end{cases} \quad (20')$$

și :

$$I_{max} = \frac{2E}{eR} = \frac{E}{e}\sqrt{\frac{C}{L}}; \quad (22')$$

$$U_{vîrf\ igniter} = R_c I_{max} = 2\frac{E}{e}. \quad (26)$$

La $R = 0$ ($R_{igniter} = 0$) rezultă :

$$\begin{cases} a = 0 \\ b = \dfrac{1}{\sqrt{LC}} \end{cases} \quad (20'')$$

și

$$I_{max\,0} = E\sqrt{\frac{C}{L}}; \quad (22'')$$

$$U_{igniter\,0} = 0. \quad (26')$$

Caracteristica voltamper a circuitului de aprindere rezultă unind punctele ($I_{max\,0}$, 0) și (0, $U_{vîrf\ igniter}$).

Pentru comanda ignitroanelor *I* 50/1,5 au fost disponibile tiristoare BBC CS 14—500 de curent mediu 9 A și tensiune de lucru de vîrf de 330 V, la coeficient de siguranță 1,5. S-a ales $E = 350$ V rezultînd $e_{seff} = 250$ V și $U_{vîrf\ igniter} = 260$ V. Alegînd $I_{max\,0} = 40$ A, rezultă din (25) și (22″) $C = 15\mu F$, $L = 1{,}07$ mH și $r < 16{,}8\ \Omega$. S-a luat $r = 16\ \Omega$.

În circuitul de descărcare rezultă, notînd cu τ durata impulsului :

$$I_{med\ igniter} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\tau} i\,dt < \frac{I_{max\,0}}{50} = 0{,}8\ \text{A}; \quad (27)$$

$$I_{eff\ igniter} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\tau} i^2\,dt} < \frac{I_{max\,0}}{\sqrt{50}} = 5{,}5\ \text{A}. \quad (28)$$

Rezistența paralel r este dimensionată pentru condiția cea mai defavorabilă $r_{igniter} = \infty$.

$$i_{effr} = \frac{I_{eff}}{3} < \frac{I_{max\,0}}{3\sqrt{50}} = 1{,}8\ \text{A}. \quad (29)$$

Curentul prin inductorul liniar L are valoarea :

$$I_{eff\,L} < 2\frac{I_{max}}{\sqrt{50}} = 11\ \text{A}.$$

Pentru amorsarea ignitroanelor PL 5555, care au nevoie de un curent de amorsare mai mare, un circuit cu parametrii $E = 700$ V, $L = 1{,}07$ mH, $C = 15\ \mu$F asigură un impuls cu durata 400 μs, $I_{max\,0} = 82$ A și $U_{v\ igniter} = 510$ V (fig.6). Pentru circuitul de descărcare $I_{med\ igniter} < 1{,}6$ A, $i_{eff\ igniter} < 11$ A; $i_{eff\,r} < 3{,}6$ A · $i_{eff\,L} < 22$ A, $r = 16\ \Omega$. S-au folosit tiristoare AEG T18/50/700 cu tensiune de lucru de 700 V și curent nominal la răcire naturală de 15 A. La

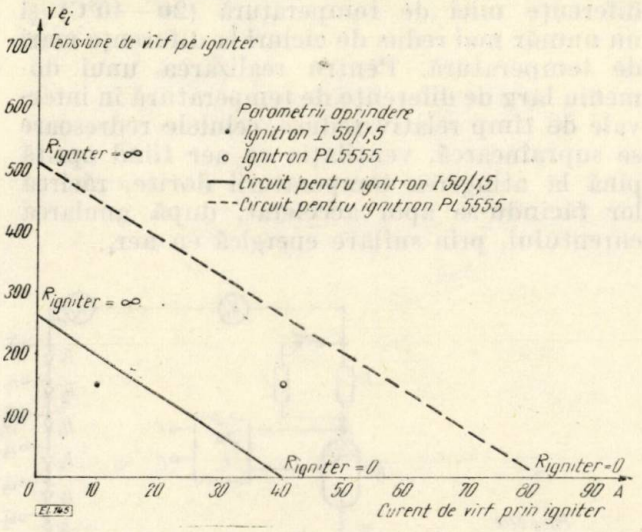


Fig. 6. Caracteristica voltamper a circuitului de aprindere din figura 5.

transformatorul de alimentare se prevede o priză la 430 V. Pînă la îmbătrînirea ignitronului se folosește această priză care asigură $I_{max\,0} = 71$ A la $U_{v\ igniter} = 440$ V, la un consum de energie mai redus în circuitul de aprindere. Pentru comanda tiristoarelor s-a folosit circuitul din figura 7 [15], în care impulsurile de comandă sînt defazabile față de tensiunea rețelei, între 0 și 180°. Pentru a putea varia separat unghiul de aprindere a fiecărui ignitron s-a preferat folosirea a cîte unui circuit de comandă pentru fiecare ignitron.

4. Diodotester pentru celule Si 100

Celulele Si 100 au un curent nominal de 100 A la răcire naturală și de 200 A la răcire forțată cu aer 6 m/s [16]. Încercările în sarcină,

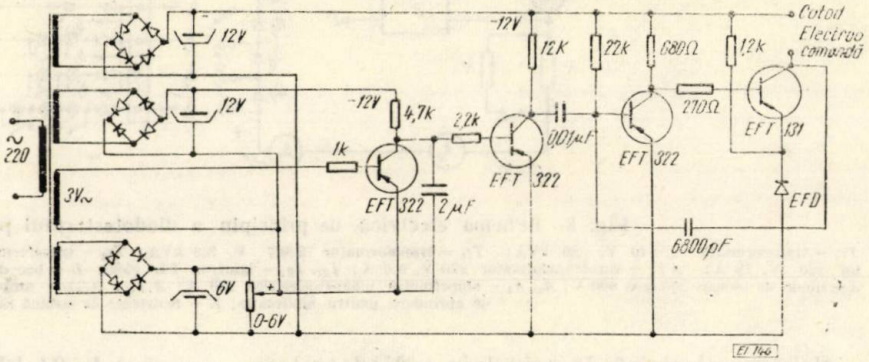


Fig. 7. Circuitul pentru comanda tiristoarelor.

de durată, se efectuează obișnuit la 100 A. Pentru a verifica comportarea celulelor răcite forțat trebuie observat că la 200 A ignitroanele PL 5555 nu blochează decît o tensiune de

900 V (anexa 1), în regim permanent. La încercările de tip, de conectare-deconectare, făcute pentru verificarea lipiturilor este necesar un număr foarte mare de cicluri ($10^4 - 10^5$), la diferențe mici de temperatură (20—40°C) și un număr mai redus de cicluri la diferențe mari de temperatură. Pentru realizarea unui domeniu larg de diferențe de temperatură în intervale de timp relativ reduse, celulele redresoare se supraîncarcă, ventilația cu aer fiind oprită până la atingerea temperaturii dorite, răcirea lor făcîndu-se apoi accelerat, după anularea curentului, prin suflare energică cu aer.

până la 800 V, două până la 600 V și șase până la 300 $V_{vîrf}$. Valorile tensiunii până la aceste valori pot fi variate în trepte de 50 $V_{vîrf}$. Străpungerea unei celule este semnalată optic prin aprinderea becului corespunzător celulei, montat pe panoul aparatului. Numărul de becuri legate în serie în circuitele de tensiuni mari se determină funcție de tensiunea de încercare, așa ca unui bec să nu i se aplice la defectarea unei celule o tensiune mai mare de 450 $V_{vîrf}$.

La un curent de sarcină de 200 A_{mediu} pe fiecare braț aparatul absoarbe o putere de

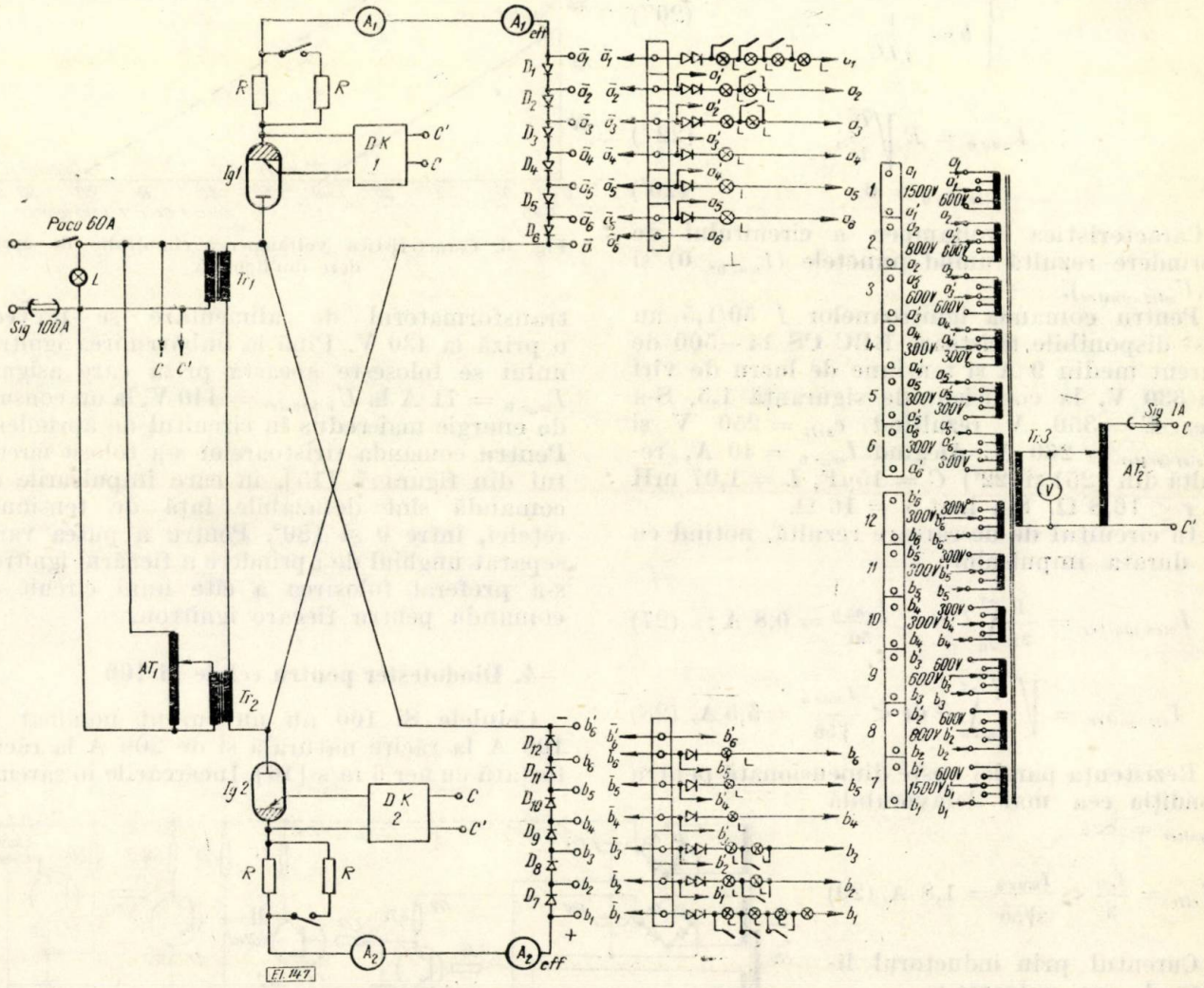


Fig. 8. Schema electrică de principiu a diodotesterului pentru celule Si 100:

Tr_1 – transformator 220/40 V, 20 kVA; Tr_2 – transformator 220/7 V, 3,3 kVA; Tr_3 – transformator cu înfășurări multiple; AT_1 – autotransformator 220 V, 18 A; AT_2 – autotransformator 220 V, 0,6 A; Ig_1, Ig_2 – ignitron PL 5555; L – bec de control 220 V, 15 W; V – voltmetru 0 ÷ 250 V_{eff}; d – diode de blocare 200 mA, 600 V; A_1, A_2 – ampermetre magnetoelectrice 200 A; A_{1eff}, A_{2eff} – ampermetre pentru valori eficace 400 A; DK 1,2 – circuit de aprindere pentru ignitroane; R – rezistențe de sarcină răcite cu apă.

Schema electrică de principiu a diodotesterului este dată în figura 8. Aparatul poate încerca simultan 2 × 6 celule Si 100, așa ca suma tensiunilor de vîrf inverse să nu depășească 2 × 2 100 V. Sînt prevăzute două circuite pentru tensiuni inverse până la 1 500 V, două până la 24 kW și folosește, pentru răcirea ignitroanelor și a rezistențelor de sarcină, un debit de apă de 12 l/min. Transformatorul Tr_2, comandat de un autotransformator de 220 V/18 A permite reglarea continuă a curentului de sarcină. În lipsa unor rezistențe reglabile

fixarea independentă a curentului pe cele două braţe se asigură prin varierea uşoară a unghiului de aprindere a ignitroaelor. Indicaţiile instrumentelor de valori medii şi eficace permit cunoaşterea factorului de formă şi corectarea curentului după tabela 1, aşa ca puterea disipată în celule să aibă valoarea corectă. Dacă se pot procura două rezistenţe reglabile de ordinul a 1Ω/500 W, acestea, legate în serie cu rezistenţe fixe de aceeaşi valoare şi montate în paralel pe rezistenţa de sarcină R, pot asigura reglajul corespunzător al curentului, la un factor de formă cît mai mic al undei de curent.

Aceste rezistenţe variabile prezintă avantajul suplimentar că permit folosirea unui singur circuit de comandă a tiristoarelor, care ar da impulsuri defazate la 180° pentru aprinderea celor două ignitroane. S-au folosit cîte două rezistenţe de sarcină pe fiecare braţ pentru a se putea fixa uşor cele două valori folosite pentru curentul de sarcină 100 şi 200.

ramifica în două braţe, aşa că aparatul să poată încerca 12 celule Si 50 sau 24 celule Si 25. De asemenea, dacă se încearcă celule Si 25, fiecare din plăcuţele de borne ale transformatorului Tr_3 alimentează cîte două circuite de tensiune inversă, astfel ca eventuala străpungere a fiecărei celule încercate să poată fi semnalată. Aparatul consumă o putere de pînă la 6 kW, folosind un debit de apă de 3 l/min.

6. Diodotester pentru celule Si 8

Acesta permite încercarea a 72 celule Si 8 grupate în patru sertare. Fiecare sertar cuprinde în paralel trei braţe a cîte şase celule legate în serie, fiecare ignitron alimentînd două sertare în paralel. O parte din rezistenţa de sarcină montată în serie cu fiecare braţ de şase celule este reglabilă, ceea ce permite varierea independentă a curentului pe fiecare braţ. Aparatul nu are decît 12 circuite de tensiune, fiecare circuit

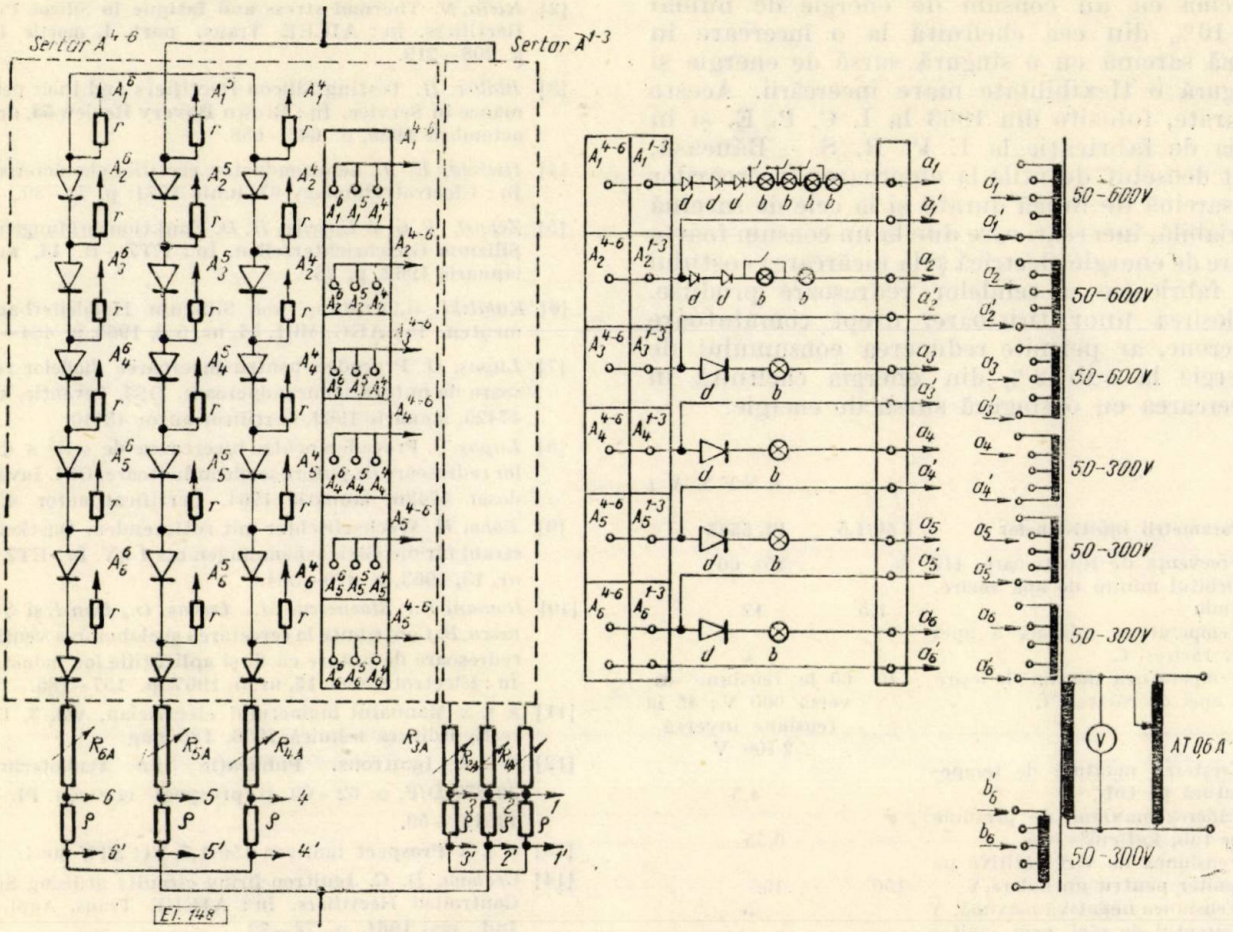


Fig. 9. Legăturile unui sertar al diodotesterului pentru celule Si 8:
r – rezistenţa 50 Ω, 0,2 W; ρ – şunt 10 A, 60 mV; R_{iA} – rezistenţă de sarcină reglabilă; d – diode de blocare 0,2 A, 600 V; b – bec 15 W, 220 V.

5. Diodotester pentru celule Si 50 şi Si 25

Schema sa prezintă mici deosebiri faţă de cea a diodotesterului pentru celule Si 100. Curentul ce trece prin fiecare ignitron I 50/1,5 se poate

încercînd cîte şase celule legate în paralel faţă de tensiunea inversă aplicată. Rezistenţe de 50 Ω fac ca între celulele legate în paralel faţă de tensiunea inversă să nu apară curenţi direcţi importanţi şi deci ca celulele de pe un braţ să

poată fi considerate ca străbătute de același curent de sarcină. În figura 9 se arată legăturile făcute pentru aplicarea tensiunii inverse unui sertar.

Nedeterminarea care apare la aprinderea becului indicator de defect comun unui grup de șase celule, poate fi ridicată prin scoaterea succesivă a bananelor care alimentează cu tensiune inversă fiecare celulă, după reducerea eventuală a tensiunii de încercare.

Consumul de putere și apă al aparatului și circuitul de comandă al ignitroanelor sînt asemănătoare cu cele ale diodotesterului pentru celule Si 50.

7. Concluzii

Diodotesterele folosind principiul comutatorului sincron cu două surse de energie, perfecționat așa ca să se realizeze o economie maximă de energie, permit efectuarea încercărilor în sarcină cu un consum de energie de numai 4—10% din cea cheltuită la o încercare în plină sarcină cu o singură sursă de energie și asigură o flexibilitate mare încercării. Aceste aparate, folosite din 1963 la I. C. P. E. și în linia de fabricație la I. P. R. S. — Băneasa, sînt deosebit de utile la efectuarea încercărilor în sarcină de lungă durată și la cele de sarcină variabilă, încercări care duc la un consum foarte mare de energie electrică și la încărcarea costului de fabricație a celulelor redresoare produse. Folosirea unor tiristoare, drept comutatoare sincrone, ar permite reducerea consumului de energie la sub 2% din energia cheltuită în încercarea cu o singură sursă de energie.

ANEXA 1

Parametrii ignitroanelor	I 50/1,5	PL 5555
Frecvența de funcționare, Hz		25—60
Debitul minim de apă răcire, l/min	1,5	12
Temperatura minimă a apei de răcire, °C	5	6
Temperatura maximă la ieșire a apei de răcire, °C	40	60 la tensiune inversă 900 V; 45 la tensiune inversă 2 100 V
Creșterea maximă de temperatură pe tub, °C		4,5
Căderea maximă de presiune pe tub, kgf/cm²		0,55
Tensiunea de vîrf pozitivă pe igniter pentru aprindere, V	150	150
Tensiunea negativă maximă, V		5
Curentul de vîrf prin igniter pentru aprindere, A	10	40
Curentul de vîrf maxim admisibil prin igniter, A		100
Curentul mediu maxim admisibil prin igniter, A		2
Puterea medie disipată pe igniter, W	16	
Timpul de amorsare, μs		100
Cădere de tensiune pe tub, V	15	
Tensiunea inversă maximă la curent nominal, V	1 500	2 100
Tensiunea directă maximă la curent nominal, V		2 100
		la 900 V la 2 100
Valoarea nominală a curentului mediu redresat, A	50	200 150
Curentul mediu redresat timp de 1 min		400 300
		1 200 9000
Curentul de scurtcircuit (0,15 s)		
Valoarea maximă a tensiunii anodice la 50% suprasarcină, timp de 2 h, V	1000	
Valoarea maximă a tensiunii anodice la 200% suprasarcină, timp de 30 s, V	600	

Bibliografie

[1] *Green, W. B.* Fatigue — free Si, device structure. În: AIEEE Trans. part. I, martie 1961, p. 186—192.

[2] *Klein, N.* Thermal stress and fatigue in Silicon Power Rectifiers. În: AIEEE Trans. part. I, martie 1964, p. 208—219.

[3] *Blatter, H.* Testing Silicon Rectifiers and their performance in Service. În: Brown Bovery Review **53**, nr. 10, octombrie 1966, p. 646—656.

[4] *Diebold, E. J.* Semiconductor rectifier characteristics. În: Electrotechnology **67**, iunie 1961, p. 72—80.

[5] *Zehnel, P. G.* și *Engelke, H. D.* Funktionsprüfungen von Silizium Gleichrichterzellen. În: ETZ—B. **14**, nr. 2, ianuarie 1962, p. 26.

[6] *Kubitzki, G.* Prüfung von Silizium Halbleiterbauelementen. În: AEG. Mitt. **54**, nr. 5/6, 1964, p. 464—469.

[7] *Lupaș, O.* Procedeu pentru încercarea diodelor redresoare de putere semiconductoare. OSI. Invenție, dosar 47425, ianuarie 1964. Certificat autor 43110.

[8] *Lupaș, O.* Procedeu pentru încercarea de serie a diodelor redresoare de putere semiconductoare. OSI. Invenție, dosar 47426, ianuarie 1964. Certificat autor 43191.

[9] *Böhm H.* Wechselrichter mit rotierendem Quecksilberstrahl für die Gleichspannungen bis 1 kV. În: ETZ—B, nr. 13, 1963, p. 379—384.

[10] *Roman, P., Stoenescu, M., Lupaș, O., Dan I.* și *Șerbănescu, B.* Contribuții la cercetarea și elaborarea ventilelor redresoare de putere cu Si și aplicațiile lor industriale. În: Electrotehnica **15**, nr. 5, 1967, p. 157—166.

[11] x x x Manualul inginerului electrician, vol. **3**, București, Editura tehnică, 1956, 185 pag.

[12] x x x Ignitrons. Publicație La Radiotechnique 20/677/D/F, p. 62—63 și prospect ignitron PL 5555 4364/9—59.

[13] x x x Prospect ignitron 150/1,5 TU 5TU 8004.

[14] *Graham, D. C.* Ignitron firing circuits utilising Silicon Controlled Rectifiers. În: AIEEE Trans. Appl. and Ind., mai 1961, p. 78—82.

[15] *Grînescu, S.* Circuit pentru aprinderea redresoarelor comandate cu siliciu OSI. Certificat autor 43127.

[16] *Lupaș, O.* și *Stoenescu, M.* Parametrii unei serii de celule redresoare cu siliciu. În: Electrotehnica **15**, nr. 5, mai 1967, p. 167—173.

Intrat în redacție la 8.I. 1968

RECENZII

CZ 621.313 + 621.34.015.8

AL. FRANSUA. **Mașini și acționări electrice.** București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

În specialitatea mașinilor electrice există o direcție în care literatura tehnică este deficitară. Este vorba de studierea și analizarea acestor mașini din punct de vedere al utilizării lor în cît mai multe și mai ales în cît mai diverse acționări. Literatura tehnică a acestui specific s-a dezvoltat neunitar și s-a afectat nu mașinii electrice propriu-zisă, ci mai mult acționatului respectiv. Astfel, de exemplu, acționarea electrică a laminoarelor se găsește expusă în tratatele de laminoare, a macaralelor, în tratatele despre mașini de ridicat (v. Spiracowsky), a fabricilor textile, în tratate adecvate etc. Nu este cazul să judecăm aici dacă acest lucru este bine sau nu, deoarece problema este mult prea complexă și s-ar putea să greșim. A dezafecta acționatul de mașina electrică care îl acționează poate fi în mai multe cazuri o rupere în două a unei probleme care trebuie soluționată în ansamblu. Dar această situație, justificată în parte, dezavantajează o tratare unitară a mașinilor electrice din punct de vedere al acționării. Din acest motiv inginerul căruia practica îi supune spre rezolvare o problemă de mașină electrică-acționare, va fi nevoit de cele mai multe ori să studieze tratate de acționare specifice unor tipuri altele decît cele pe care le are concret de rezolvat.

În ultima vreme problemele de acționare s-au complicat și mai mult, deoarece ele nu mai pot fi concepute la ora actuală fără un sistem automatizat mai mult sau mai puțin complicat.

În această situație cartea prof. Al. Fransua cu titlul de mai sus, apărută recent, completează golurile care există în literatura tehnică, în special cea românească. Fără a neglija tratarea completă științifică și tehnică a mașinilor electrice respective, prof. Al. Fransua le studiază și sub o formă simplificată, dezbrăcate de fenomenele secundare, în general mai puțin importante și care își au însemnătatea lor în cadrul proiectării sau în studiul amănunțit al anumitor fenomene, dar care nu influențează esențial desfășurarea procesului de acționare.

Dacă în momentul cînd ai de soluționat o problemă de acționare în combinație cu o mașină electrică, nu ai reușit să îndepărtezi acele fenomene secundare care conferă problemei un aspect complicat dar inutil, există foarte multe probabilități ca să nu cazi peste cea mai bună soluție sau în cazul fericit să obții soluția într-un timp mult prea lung.

Pot afirma din cele ce am constatat personal că ingineri și tehnicieni cu experiență în proiectarea mașinilor electrice, nu au reușit să soluționeze în modul optim probleme de acționare electrică, tocmai din cauză că nu și-au formulat problema în modul cel mai simplu posibil.

Datorită acestui lucru, disciplina mașinii și acționării electrice introdusă în cadrul anului IV al facultății de automatică din Institutul politehnic București este foarte utilă.

Cartea prof. Al. Fransua este gîndită de Domnia Sa ca să pună la dispoziția studenților mănunchiul de prelegeri, care face obiectul acestui curs predat de autor. Ea cuprinde 524 pagini și este împărțită în 13 capitole : Capitolul I — mașinile de curent continuu (104 pag., 66 fig.) ; Capitolul II — mașinile electrice amplificatoare de curent continuu (23 pag., 35 fig.) ; Capitolul III — elementele de execuție electrice de curent continuu (25 pag., 20 fig.) ; Capitolul IV — transformatorul (51 pag., 39 fig.) ; Capitolul V — amplifcatorul magnetic (57 pag., 46 fig.) ; Capitolul VI — cîmpurile magnetice în mașini de curent alternativ (42 pag., 25 fig.) ; Capitolul VII — mașina asincronă (53 pag., 40 fig.) ; Capitolul VIII — mașina sincronă (25 pag., 22 fig.) ; Capitolul IX — selsinurile (21 pag., 13 fig.) ; Capitolul X — elementele de execuție electrice de curent alternativ (9 pag., 6 fig.) ; Capitolul XI — tahogeneratoarele (6 pag., 2 fig. ; Capitolul XII — elementele electromecanice cu acțiune discretă (35 pag., 37 fig.) și Capitolul XIII — comanda automată a acționărilor electrice (17 pag., 15 fig.).

În majoritatea cazurilor prof. Fransua tratează problemele făcînd obiectul cursului într-un mod original, foarte potrivit scopului final urmărit. Însușirea cunoștințelor după cartea prof. Fransua permite o întrevedere rapidă a soluției problemelor de acționare. Autorul prezintă în general problemele sub forma unor ecuații cu un număr de necunoscute, care trebuie rezolvate și pot fi rezolvate. Formularea și punerea corectă în ecuații a condițiilor cerute, în legătură cu caracteristicile mașinii, formează un obiectiv de bază al abordării problemelor. Acest lucru este posibil, dacă atunci cînd trebuie se fac ipotezele simplificatoare necesare și este un merit al autorului că ipotezele simplificatoare sînt arătate clar, sînt admisibile și permit ca fenomene delicate să apară sub o formă matematică relativ simplă. Sistemul este didactic și foarte util celui căruia i se pune probleme de acționare, unde aceste ecuații pot oferi soluțiile, dacă se pun în legătură cu caracteristicile de funcționare ale elementului acționat. Ca un exemplu arătăm felul cum se determină caracteristica externă a generatorului de c. c., folosind ecuația simplificată de funcționare $E_0 = Ua\left(1+\frac{R_A}{R_r+R_c}\right)+RA\ I$, care se poate scrie dacă se neglijează influența reacțiunii transversale a rotorului și căderea de tensiune la perii sau felul cum este prezentat transformatorul ca o impedanță echivalentă Z_r depinzînd de sarcină (p. 196, 197). Relația care dă această reactanță explică totodată și felul cum funcționează transformatorul.

Ecuațiile găsite pe baza ipotezelor simplificatoare, servesc apoi autorului la determinarea caracteristicelor mașinilor amplificatoare mai complicate, a servomotoarelor etc., atît în regim staționar, cît și tranzistoriu. În acest fel cititorul este condus pe nesimțite la probleme din ce în ce mai complicate, ca de exemplu funcționarea amplitudinei cu mai multe înfășurări de comandă.

O particularitate a lucrării constă în străduința pe care o depune autorul ca, acolo unde este cazul, să folosească legile fundamentale ale electrotehnicii. Foarte des se pleacă de la legea inducției electromagnetice (fig. 1—31 ; 4—7 etc.). Cuplul electromagnetic atît la mașinile de c. c., cît și la cele de c.a. sînt deduse pe baza teoremei forțelor lagrangiene. O contribuție utilă interesantă și originală a autorului în cadrul acestei lucrări este determinarea puterii electromagnetice a transformatorului cu ajutorul vectorului Poynting luat pe o suprafață situată în întrefierul dintre cele două bobinaje. Concluzia care rezultă că puterea se transmite prin aer prin intermediul cîmpului de dispersie a înfășurării secundare este corectată de autor prin observația că mărirea dispersiilor magnetice duce la consecințe negative asupra cîmpului electric intrînd și el în componența vectorului Poynting.

Tratarea problemelor tranzitorii se face într-un mod natural și simplu, care ușurează înțelegerea și sugerează cum trebuie procedat în fața unor probleme de acest tip.

Teoria amplificatoarelor magnetice este prezentată istoric, așa cum a fost ea dezvoltată de la început, ajungîndu-se progresiv la releul fără contacte, la amplificatoarele cu autosaturație, la amplificatorul diferențial reversibil. Cîteva exemple de utilizare a amplificatorului magnetic ilustrează aplicațiile posibile și ajută pe cititor în partea practică a problemelor.

Teoria selsinurilor este prezentată într-o manieră modernă.

Lucrarea nu putea fi lipsită de elementele esențiale într-un proces de acționare automatizată, cum sînt releele numite de autor : Elemente electromecanice cu acțiune discretă și căruia autorul i-a dedicat capitolul XII. În acest capitol s-a reușit să se expună principiile unor tipuri de relee destul de diversificate, ca electromagneți cu diferite mișcări ale armăturii mobile, cu lamele arcuitoare, cu mercur. Sînt expuși atît parametrii statici, cît și cei dinamici, deducîndu-se relații pentru determinarea forțelor și temporizărilor.

Autorul încheie lucrarea cu capitolul : Comanda automată a acționărilor electrice, în care sînt expuse elemente din cea mai modernă teorie a contactelor cu aplicarea algebrei Booleenne, teorie unde contribuția savanților români este recunoscută pe plan internațional.

Tratarea unitară a mașinilor electrice într-un mod convenabil folosirii lor în acționările electrice, felul, în mare parte original, în care este expus materialul tratat, străduința au-

torului de a se face uşor înţeles, cum şi cantitatea materialului expus, fac ca lucrarea prof. Al Fransua — Maşini şi acţionări electrice — să fie utilă nu numai studenţilor obligaţi să-şi apropie cunoştinţele în cadrul programei analitice, dar şi tuturor inginerilor practicieni care lucrează în maşini electrice sau în acţionări electrice.

V. Punea

CZ 621.313.323.026. 447/8

* * * **Stadiul actual al tehnicii motoarelor sincrone mari** (État actuel de la technique des gros moteurs synchrones). În: Rev. Gen. Élect., tom. **76**, nr. 11, 1967, p. 1333—1376.

În şapte articole se discută o serie de probleme legate de proiectarea, construcţia şi exploatarea motoarelor electrice sincrone de mare putere. Dăm în continuare principalele aspecte dezvoltate şi titlurile articolelor.

1. *P. Geralde.* Consideraţii asupra unor caracteristici şi dispoziţii constructive ale marilor motoare sincrone (Rappel de quelques caractéristiques et dispositions constructives des gros moteurs synchrone), p. 1333—1336.

Dezvoltarea industriei din ultimii ani a dus la necesitatea instalării în fabrici a motoarelor electrice cu puteri din ce în ce mai mari şi se preferă motoarele sincrone de curent alternativ pentru caracteristicile lor, care înlesnesc construirea de unităţi cu puteri mari şi foarte mari. Se descriu unele aspecte constructive noi, insistîndu-se asupra tehnologiei care permite îmbunătăţirea performanţelor: se arată aspecte noi în privinţa izolaţiei, prelungirii duratei de viaţă a bobinajelor etc.

2. *F. Daulvegille* şi *P. P. Geralde.* Excitaţia motoarelor sincrone (Excitation des moteurs synchrones), p. 1 337 — 1 342.

În prima parte se prezintă excitaţia cu ajutorul schemelor cu semiconductoare, iar în partea a doua se fac consideraţii asupra schemelor de excitaţie prevăzute cu redresoare electronice rotitoare.

Se prezintă diferite procedee folosite în prezent pentru excitaţia motoarelor sincrone de mare putere în funcţie de condiţiile caracteristice ale instalaţiilor.

În fiecare caz se consideră scheme cu semiconductoare într-un ansamblu static sau rotitor şi se fac consideraţii tehnico-economice, arătîndu-se modul de alegere a celui mai adecvat sistem.

3. *P. Risler.* Evoluţia motoarelor sincrone lente (Évolution des moteurs synchrones lents), p. 1 343—1 348.

După trecerea în revistă a avantajelor motoarelor sincrone se insistă asupra condiţiilor de demaraj care se întîlnesc în industrie. Se fac consideraţii privind folosirea motoarelor sincrone lente în industria chimică şi la propulsia navelor marine. Se examinează aspectele constructive, ţinîndu-se seamă de condiţiile de exploatare în medii explozibile.

4. *P. Geralde.* Principalele utilizări ale motoarelor sincrone rapide (Principales utilization des moteurs synchrones rapides), p. 1 349—1 350.

Se examinează problemele legate de pornirea şi exploatarea motoarelor sincrone rapide. Se fac consideraţii asupra condiţiilor de sincronizare în cazul antrenării turbocompresoarelor şi a suflantelor. Se arată condiţiile economice de funcţionare a motoarelor sincrone rapide de mare putere.

5. *J. Chatelain, M. Juffer* şi *A. Périllard.* Tehnica demarării grupurilor reversibile cu poli masivi (Technique de démarrage des groupes réversibles à pôles massifs). p. 1 351—1 360.

Asemenea grupuri se folosesc frecvent drept grupuri hidraulice reversibile. Se indică o metodă precisă de calcul pentru determinarea caracteristicilor în regim tranzitoriu. Se arată modul de realizare a maşinilor cu două viteze şi se precizează condiţiile de obţinere a randamentului optim.

6. *P. Arnail.* Calculul unor mărimi electrice şi magnetice care apar la cuplajul în asincron a alternatoarelor (Calcul des diverses, grandeur électriques et électromagnétiques qui apparaissent pendant les couplages „en asynchrone" des alternateurs), p. 1361—1370.

Cuplajul alternatoarelor sau al motoarelor neexcitate şi la viteze sub cea de sincronism formează cuplajul în asincron care prezintă o serie de avantaje şi se poate prefera cuplajului clasic în unele situaţii particulare. Pentru determinarea mărimilor electrice şi magnetice care apar în acest caz se pleacă de la transformările Park şi se scriu ecuaţiile care descriu fenomenele. Se face un calcul precis şi se confruntă rezultatele cu cele obţinute prin măsurări.

7. *G. Gourdet.* Raţiunea folosirii polilor masivi pentru motoare sincrone rapide sau de putere (Raisons de l'emploi des pôles massifs pour les moteurs synchrones rapides ou puissants), p. 1 371—1 376.

Se fac consideraţii asupra pierderilor de putere, asupra demarajului în asincron a motoarelor asincrone de mare putere şi asupra unor caracteristice de exploatare la motoare de puteri diferite.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare*

CZ 621.313.041.1

P a n n i, S. **Procedeu de izolare prin impregnare globală în epoxi a maşinilor electrice industriale, de tensiuni mai mici de 7 kV** (Procédé d'isolation avec imprégnation globale époxy des machines industrielles de tension inférieure à 7 kilovolts). În: Rev. Gen. Élect., nr. 9, 1966, p. 1077—1080, 5 fig.

Procedeul de izolare descris constă în montarea bobinelor izolate, în circuitul magnetic cu executarea tuturor conexiunilor înainte de impregnarea globală şi tratamentul termic al ansamblului.

Se descrie sistemul de izolare, conceput de asemenea manieră încît se asigură o foarte bună rigiditate dielectrică bobinajului, prin folosirea unei mari proporţii de mică sub formă de solzi şi unei răşini sintetice de legătură care se întăreşte numai sub acţiunea temperaturii. Se arată că în cursul tratamentului termic, reacţiile chimice sînt complete şi conduc la o structură moleculară unică fără subproduşi care ar dăuna omogenităţii izolaţiei.

În articol se descriu criteriile de alegere a răşinilor, ultimele cercetări în domeniul îmbunătăţirii răşinilor poliesterice de tip epoxi, comportarea bobinajelor astfel impregnate, în cazul suprasarcinilor accidentale de valori ridicate, ca şi comportarea în diferite medii poluate, umede sau corosive.

Se prezintă tehnologia izolării şi impregnării globale, după care se descriu pe larg metodele de încercare a maşinilor pentru stabilirea criteriului de calitate a izolării şi a duratei de funcţionare.

Între încercările recomandate pentru stabilirea criteriului de calitate a izolaţiei sînt dezvoltate cu exemplificări şi diagrame: proba de rigiditate dielectrică (cu verificarea degradării moleculare, ionice şi termice, în cazul descărcărilor parţiale), încercarea de îmbătrînire termică a izolaţiei (pe motorete, în etuve), încercarea la suprasarcină, rezistenţa la agenţi chimici şi umiditate (pe o machetă de stator supusă unui regim de 500 cicluri de încălziri la 200°C cu răcire în mediul ambiant şi cu vibraţii de 50—100 Hz la rece şi cald) şi, în final, încercarea de rezistenţă mecanică (1 000 de demarări directe succesive pe motorul cu statorul imersat în apă).

În concluzie se arată, prin comparaţie, superioritatea soluţiei de izolare prin impregnare globală în epoxi a maşinilor electrice în raport cu tehnica izolării utilizate în prezent.

O. B.

CZ 621.313.048.3

Birtchansky, P. **Creşterea puterii, pe unitatea de volum, la motorul asincron cu ventilaţie exterioară** (Augmentation de la puissance volumique du moteur asynchrone à ventilation externe). În : Rev. Gén. Élect., nr. 9, 1966, p. 1 091—1 094, 7 fig.

Studiul prezintă o soluţie constructivă care duce la creşterea proporţiei de materiale active la acelaşi gabarit al motorului şi la o îmbunătăţire a sistemului de răcire.

Se arată o serie de avantaje ale răcirii exterioare a maşinilor electrice constînd într-o ventilare optimă a statorului, ventilarea rotorului fiind, prin ipoteză, abandonată.

Fără a pierde din robusteţea motorului, micşorînd şi preţul de cost şi volumul acestuia, carcasa clasică din fontă se poate înlocui cu una din tablă subţire, prevăzută cu ondule sau pliuri, pusă direct pe circuitul magnetic.

Pentru a demonstra superioritatea acestei soluţii, se recurge la o verificare experimentală, efectuată pe trei motoare, confirmată de o demonstraţie teoretică privind căderile de temperatură de la bobinaj la mediul ambiant.

Se porneşte de la faptul că încălzirea θ a conductorului la un motor cu ventilaţie exterioară este suma a + b + c a trei termeni, din care : a este încălzirea suprafeţei faţă de mediu ; b — gradientul de temperatură a crestării şi c — căderea de temperatură în fier măsurată prin diferenţa dintre temperatura la nivelul întrefierului şi cea de la periferia statorului.

Se trag concluzii favorabile carcasei din tablă subţire cu ondule sau pliuri (în ce priveşte creşterea randamentului) şi se indică în diagrame variaţia încălzirilor a, b, c, θ funcţie de raza părţii active, pentru trei dimensiuni de aripioare de răcire, comparativ cu carcasa clasică din fontă. Autorul arată că această construcţie din tablă subţire permite micşorarea greutăţii, gabaritului şi, implicit, a preţului de cost al maşinilor asincrone.

O. B

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare Comutatrice*

CZ 621.314.21

Harder, E. şi Pfeiffer, R. **Transformatoare uscate izolate în răşini de turnare — GFAFOL — din seria 10 şi 20 kV** (AEG — Giessharz — Trockentransformatoren — GEAFOL — für Reihe 10 und Reihe 20). În : AEG — Mitteilung, nr. 2, 1967, p. 55—59, 9 fig.

Autorul prezintă sub formă de comunicare ultimele realizări obţinute în domeniul construcţiei transformatoarelor uscate, cu bobinaje din benzi sau folii de aluminiu, izolate în răşini de turnare.

Se descrie procedeul de bobinare şi de scoatere a prizelor pentru acestea, tratîndu-se pe scurt procedeul de sudare la rece prin presare. Sînt prezentate şi interpretate oscilogramele obţinute la încercările efectuate asupra transformatoarelor cu bobinaje din benzi sau folii de aluminiu, la unde de impuls şi curenţi de scurtcircuit şi se fac consideraţii asupra comportării acestora la descărcări parţiale.

Se arată că în bobinajele executate din benzi sau folie de aluminiu, izolate în răşini de turnare, tensiunea de impuls are o distribuţie liniară, ceea ce permite alegerea unei izolaţii între spire inferioare celei necesare la bobinajele executate din conductoare clasice.

În legătură cu rezistenţa mecanică la scurtcircuite se arată că răşinile de turnare rigidizează foarte bine bobinajul, problema principală fiind constituită numai de tensiunile termice.

Se descriu factorii de care depind aceste tensiuni termice în bobinaje şi se demonstrează superioritatea bobinajelor executate din benzi şi folii de aluminiu, în raport cu cele din conductoare clasice, pe baza a o serie de rezultate experimentale tratate în articol sub forma unor diagrame.

Se analizează comportarea transformatoarelor uscate, izolate în răşini de turnare, în diferite condiţii de mediu (umezeală, incendii) şi se trage concluzia unei mari stabilităţi în exploatare.

În încheiere se dau o serie de caracteristici ale conductoarelor folosite, izolaţiei între spire, materialelor şi tehnologiei de turnare a răşinilor, detaliilor de construcţie.

Articolul cuprinde, de asemenea, un tablou de date tehnice ale ultimelor tipuri de transformatoare uscate executate cu bobinaje din benzi sau folii de aluminiu izolate în răşini de turnare.

O. B.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii*

CZ 621.315.211.2.027.3 : 621.315.5.616.9

Fielitz, R. şi Wilhelm, R. **Cabluri de înaltă tensiune izolate cu polietilenă „împletită"** (Hochspannungskabel mit Isolierung aus vernetzem Pôlyäthylen). În. ETZ—B, nr. 19, sept 1967, p.563—566, 1 fig., 4 tab., 4 grafice.

Sînt relevate avantajele izolării cablurilor cu polietilenă „împletită". Principalele calităţi sînt constatate prin măsurări proprii ale autorilor şi comparate cu însuşirile izolaţiei din hîrtie impregnată şi din policlorură de vinil. Articolul începe chiar cu o tabelă care conţine caracteristicile mecanice şi electrice ale diferiţilor izolanţi de cabluri (PVC, PE, hîrtie impregnantă etc.). În timp ce la tensiunile de 400 kV se menţin cu rezultate foarte bune cablurile cu hîrtie şi cu ulei, la 30 kV s-a trecut în diferite ţări la izolaţii din materiale sintetice (în R. F. G. policlorura de vinil, în S.U.A., Japonia şi Franţa la polietilena împletită, VPE). În baza studiului tabelei reiese că izolaţia PE prezintă un factor de pierderi inferior izolanţiei PVC. Într-un grafic se arată cum încălzirea dielectrică (dependentă de pătratul tensiunii) limitează utilizarea cablurilor pentru tensiuni alternative prea ridicate. Faţă de anumite dezavantaje ale PE, s-a reuşit a i se mări stabilitatea prin bombardarea materialului cu raze energetice, creîndu-se astfel legături transversale între lanţurile de molecule. Această „împletire" se poate realiza şi pe cale chimică cu ajutorul peroxizilor organici. Apoi sînt date cîteva amănunte în legătură cu transformarea polietilenei (PE) în polietilenă împletită (VPE). Sînt indicate apoi avantajele izolaţiei VPE, cum ar fi rezistenţa la temperaturi mai ridicate, siguranţa faţă de străpungeri electrice, stabilitatea chimică.

Două grafice reprezintă factorul de pierderi, respectiv rezistenţa de izolaţie în funcţie de temperatură. Într-o tabelă sînt indicate temperaturile maxime (în cazul exploatării normale şi în cazul scurtcircuitului) pentru diferitele categorii de izolaţii. În încheiere, autorul comunică cele mai noi încercări cu cablurile VPE, care în S. U. A. s-au realizat pentru 138 kV (cu titlu de încercare). Singura piedică la utilizarea acestor izolaţii (cu pierderi atît de scăzute) pentru curentul alternativ sub cele mai înalte tensiuni o formează pierderile dielectrice care cresc cu pătratul tensiunii.

Gh. C.

CZ 621.315.616.9 : 536.468.001.5

Pohl, D. şi Wörner, Th. **Cercetări privind inflamabilitatea materialelor plastice** (Untersuchungen über die Brennbarkeit von Kunststoffen). În : ETZ—B, nr. 19, sept 1967, p. 558—562, 4 fig., 1 grafic.

Autorul compară diferitele metode de încercare privind inflamabilitatea acestor materiale utilizate în electrotehnică, propunînd în concluzie metoda pe care o consideră a fi mai justă. În primul rînd se relevă diferenţa dintre cercetarea materialului propriu-zis şi cea a pieselor (aparatelor) construite din acest material. Se arată apoi că ceea ce caracterizează un astfel de material utilizat în electrotehnică este atît comportarea faţă de inflamabilitate, cît şi faţă de arderea propriu-zisă (durata arderii, cu sau fără flacără etc.).

Astfel, una dintre încercări (ilustrată şi printr-o schemă) constă în a atinge cu o presiune dată un vîrf de sîrmă încălzit la 950°C cu o placă de material plastic. La o altă probă (NEMA Standard 1—25—1961), o bară verticală din material plastic este încălzită de către o înfăşurare electrică (care nu atinge bara), iar gazele ascendente sînt aprinse prin scîntei electrice. Se măsoară timpul pînă la aprinderea gazelor, cum şi durata flăcării după întreruperea curentului. Temperatura de 960°C a fost aleasă ca fiind temperatura de topire a argintului, uşor controlabilă prin folii subţiri de Ag.

Sînt descrise astfel patru metode de încercare, dintre care ultimele două sînt încercări după ASTM şi după DIN (Schramm-Zebrowski). Un grafic prezintă pentru metoda NEMA timpii de aprindere şi de ardere pentru diferitele categoriri de duroplast (răşină epoxidică etc.) şi termoplast (polistirol, PVC dur etc.). Urmează (pe baza unui alt grafic) o comparaţie făcută între metodele ASTM şi DIN în legătură cu arderea acestor materiale. În ultimul grafic este redată pentru duroplaste şi termoplaste situaţia arderii (viteza şi pierderea în greutate) acestor materiale după metoda Schramm-Zebrowski.

În concluzie se arată că deocamdată metoda de încercare cea mai bună este aceea după DIN (Schramm-Zebrowski).

Gh. C.

CRONICĂ

Al II-lea seminar de fiabilitate (siguranţă în funcţionare) a echipamentelor tehnice

În zilele de 16 şi 17 decembrie 1967 Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor şi Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini au organizat al II-lea seminar tehnico-ştiinţific privind „Fiabilitatea (siguranţă în funcţionare) a echipamentelor tehnice". La lucrări au luat parte ing. C. Negoiţă, secretar al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, ing. S. Segal, director tehnic al Direcţiei Generale Tehnice din M.I.C.M. şi conf. ing. D. F. Lăzăroiu, vicepreşedinte al Secţiei electrotehnică din cadrul C.N.I.T. Au participat specialişti din cercetare, proiectare, fabricaţie, ca şi cadre didactice din învăţămîntul superior.

Au fost prezentate 11 referate care au cuprins prezentarea în ansamblu a noţiunii de fiabilitate, a studiilor şi a realizărilor obţinute pînă în prezent în această direcţie în ţară şi peste hotare şi cercetări privind fiabilitatea elementelor tehnice în ramurile electronică, energetică, electrotehnică şi automatică. De asemenea au fost descrise metodele matematice de evaluare a fiabilităţii, cum aceasta este considerată în faza de proiectare, metoda de prognoză şi de verificare a fiabilităţii.

Un accent deosebit s-a pus pe noţiunea de securitate a sistemelor tehnice, care necesită a fi luată în considerare la o mare parte din sistemele de automatizare. Aspectele economice ale considerării fiabilităţii în proiectarea şi fabricaţia aparaturii electrotehnice, modul de organizare a culegerii datelor privind fiabilitatea elementelor şi sistemelor tehnice, cum şi contribuţia factorului om la buna funcţionare a aparaturii, au făcut de asemenea obiectul unor referate. Referatele întocmite şi prezentate sînt următoarele :

1. V. Căluneanu, I. Boicu şi M. Georgescu, Institutul politehnic-Bucureşti. Fiabilitatea obiectelor simple şi a obiectelor complexe. Principii fundamentale.

2. A. Brill, I.C.P.E. şi *I. Boicu,* Institutul politehnic-Bucureşti. Siguranţa în funcţionare şi securitatea. Aspecte actuale ale calităţii sistemelor tehnice.

3. *D. Dobrescu* şi *G. Lazarovici,* I.P.A. Metode de evaluare a fiabilităţii pentru diferite legi uzuale de repartiţie a defecţiunilor. Evaluarea fiabilităţii elementelor sistemelor tehnice complexe.

4. N. Millea, I.C.P.E. Fiabilitatea în stadiul de proiectare şi evoluţia concepţiilor constructive a echipamentelor electronice.

5. E. Deatcu şi *D. Dobrescu,* I.P.A. Prognoza siguranţei în funcţionare.

6. M. Şerbănescu, I. C. P.E. Verificarea fiabilităţii echipamentelor şi componentelor.

7. *D.F. Lăzăroiu,* I. C. P.E. Siguranţa în funcţionare a echipamentelor electrotehnice de curenţi tari.

8. E. Deatcu, D. Dobrescu şi *D. Comaniciu,* I.P.A. Siguranţa în funcţionare a sistemelor automate.

9. V. Nitu, H. Albert şi *M. Brădescu,* I.S.P.E. Calculul siguranţei sistemelor tehnice complexe. Aplicaţii în energetică.

10. N. Millea, I.C.P.E. Tehnologie, fiabilitate, preţ de cost şi factorul om.

11. A. Brill, I.C.P.E. Organizarea culegerii datelor, prelucrarea lor şi transmiterea informaţiilor cu privire la fiabilitatea elementelor şi sistemelor tehnice.

Din lucrările prezentate şi din discuţiile purtate şi completările aduse au rezultat următoarele concluzii mai importante :

Este necesar ca, plecînd de la principiile fundamentale şi în funcţie de specificul fiecărui domeniu tehnic, inginerul specialist să analizeze cu atenţie structura echipamentului în cauză, cum şi datele statistice pe care urmează să le folosească.

Nivelul asigurării calităţii unui produs are astăzi un sens extins, şi anume de asigurare a nivelului de fiabilitate. Aceasta revine unui grup de specialişti în fiabilitate care trebuie să ajute pe proiectanţii specializaţi pe fiecare ramură a industriei, dar care nu au cunoştinţe suficiente în domeniul fiabilităţii.

Fiabilitatea se dezvoltă ca o disciplină care necesită cunoştinţe multilaterale şi un personal cu aptitudini şi experienţă.

În prezent proiectarea judicioasă şi exploatarea instalaţiilor de producere sau consum pe orice cale a energiei electrice (elemente de execuţie, scheme, sisteme), nu se mai poate concepe fără considerarea gradului de siguranţă a instalaţiilor respective.

Inginerul de fiabilitate este preocupat de probleme foarte diferite, printre care şi aceea a formării „factorului om" care trebuie să construiască şi să exploateze produse fiabile, devenind astfel el însuşi o verigă în circuitul calităţii şi al fiabilităţii.

Este necesar ca la toate întreprinderile să se creeze o grupă de specialişti, degrevată de alte sarcini, care să se ocupe de probleme ale fiabilităţii produselor întreprinderii respective. În acest sens planul de cercetare al M.I.C.M.va trebui examinat în vederea cuprinderii mai multor unităţi şi obiective, privind fiabilitatea.

Permanenta evaluare a fiabilităţii produselor noastre va conduce la creşterea performanţelor şi a competitivităţii acestora pe plan internaţional.

Pentru rezolvarea problemelor de fiabilitate, institutele de specialitate vor fi dotate cu mijloace moderne de calcul.

Se impune elaborarea unor norme de fiabilitate, cel puţin pentru unele produse ale industriei electrotehnice.

Pentru activitatea pe linia Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor se recomandă organizarea unor conferinţe, lectorate sau cursuri pe problemele fiabilităţii.

Seminarul a constituit un foarte bun prilej de schimb de experienţă între specialişti, de asemenea şi-a atins scopul de a trezi interesul în rîndul tuturor inginerilor electrotehnicieni participanţi în studierea fiabilităţii produselor. Seminarul a fost organizat într-un moment prielnic, în care preocupările tuturor cadrelor tehnice din ţara noastră sînt îndreptate spre sporirea calităţii produselor industriei electrotehnice.

Corneliu Ţurcaşu

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.313.223.001.1

Серачин, Е. и *Барцер, Щт.* **Изучение математического моделирования двигателя постоянного тока с шунтовым возбуждением.**

Electrotehnica **16**, nr. 4, апрель 1968, стр. 121–135

С целью установления схем, предназначенных для практического использования, в настоящей работе изучаются возможности качественного программирования при математическом моделировании двигателей постоянного тока с шунтовым возбуждением. Приводится несколько возможных вариантов схемы модели, изучаются исходные условия, выводятся отношения для вычисления исходных величин, необходимых для количественного программирования, устанавливаются сравнительные критерии для выбора наиболее подходящего варианта для каждого конкретного случая в отдельности и даются указания относительно применения вариантов модели различных возможных неустановившихся режимов работы двигателей.

ДК 621.3.532.001.57 :537.523.3

Тэнэсеску, Фл.: **Исследование частичных разрядов в ячейках диэлектрика.**

Electrotehnica **16**, nr. 4, апрель 1968, стр. 136–146

Присутствие ячеек в диэлектрике, к которому применяется высокое напряжение, определяет появление разрядок, непрерывно воздействующих электрически, механически, химически и термически на изоляцию, что в конечном итоге ведет к ее разрушению. Приводятся опыты, проведенные над ячейками открытого типа и жестко заделанными в литые смолы, при которых были получены важные данные относительно числа разрядов в зависимости от расстояния, на котором вводится наконечник в ячейки, влияния ячеистого диаметра на режим разрядки, вариации амплитуды импульса в зависимостиот положения ячейки. В отличие от частичных разрядов, появляющихся в системах игольчато-пластинчатых электродов, было отмечено, что амплитуда импульсов, установившихся в ячейках увеличивается по мере увеличения применяемого напряжения. Высокие осцилограммы допускают возможность существования нескольких мест разрядов между стенами ячейки, что вызывает необходимость создания новых моделей для разрядки.

ДК 621.317.79 :621.314.63.601·41

Лупаш, О.: **Прибор для испытания под нагрузкой кремневых ячеек выпрямлющих мощность-**

Electrotehnica **16**, nr. 4, апрель 1968, стр. 147–156

Описывается усовершенствование метода синхронного переключателя и двух источников энергии, метод, обычно применяемый для испытания под нагрузкой выпрямляющих полупроводниковых ячеек мощности. Таким образом можно одновременно испытывать несколько выпрямляющих ячеек, оптимально использовать возможности синхронного переключателя, осуществить значительную гибкость параметров испытания и уменьшить потребляемую мощность только на 2—10 % из мощности, потребляемой для испытания при полной силе лишь с одним источником энергии. Представлены три прибора для испытания под нагрузкой ячеек в 100 а, 50 а и 8 а при обратном напряжении в 50–1 500 вольт

РЕЦЕНЗИИ 157–158
ОКЛАДЫ 158–159
РОНИКА 160

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.313.223.011.1

Seracin, E. und *Bartzer, Şt.* : **Ein Studium bzgl. der mathematischen Modellierung des Gleichstromnebenschlussmotors.**

Electrotehnica **16**, H. 4, April 1968, S. 121–135

Zwecks Festestellung gewisser, zur praktischen Verwendung bestimmten Schemas, untersucht man in der Arbeit die Möglichkeiten der qualitativen Programmierung zum Zweck der mathematischen Modellierung der Gleichstromnebenschlussmotoren. Man zeigt verschiedene mögliche Varianten für das Modellschema, man untersucht die Vorbedingungen, leitet dann die Beziehungen zur Berechnung der für die quantitative Programmierung notwendigen Vorbedingungen stellt die Vergleichskriterien fest, zur Wahl der Variante, die jedem konkreten Fall am besten entspricht, worauf Angaben bzgl. der Verwendung der verschiedenen Modellvarianten für verschiedene, mögliche nichtstationäre Betriebsarten des Motors folgen.

DK 621.3.532.001.57 : 537.523.3

Tănăsescu, Fl. : **Untersuchung der Teilentladungen in den Alveolen eines Dielektrikums.**

Electrotehnica **16**, H. 4, April 1968, S. 136–146

Die Anwesenheit von Alveolen in einem Dielektrikum, dem man eine hohe Spannung anlegt, verursacht die Bildung von Entlandungen, welche die Isolation elektrisch, mechanisch, chemisch und thermisch dauernd beanspruchen und zuletzt zu ihrer Vernichtung führen.

Man beschreibt die Versuche, welche mit offenen Alveolen oder mit solchen, welche in Giessharzen enthalten sind, vorgenommen wurden, wobei wichtige Angaben bzgl. Aenderung der Entladungsanzahl als Funktion der Einführungstiefe der Spitze in die Alveolen, sowie bzgl. des Einflusses des Alveolendurchmessers auf den Entlandungs zustand und der Aenderung der Impulsamplitude als Funktion der Alveolenlage, erhält.

Zum Unterschied von den Teilentladungen, welche in den Elektroden Spitze-Platte erscheinen, stellt man fest dass die Impuls-amplitude in den Alveolen ständig mit der Angelegten Spannung wächst.

Die aufgenommenen Oszillogramme führen zur Annahme mehreren Entladungsstellen zwischen den Alveolenwänden und dadurch zur Notwendigkeit der Entwicklung von neuen Modellen für die Entladung.

DK 621.317.79 : 621.314.63.601.41

Lupaş, O. : **Apparat zum Prüfen von Silizium-Kraft-gleichrichterzellen bei Belastung.**

Electrotehnica **16**, H. 4, April 1968, S. 147–156

Gezeigt wird eine Vervollkommnung der Methode Synchronkommutators und der beiden Energiequellen, der Methode, welche für die Prüfung unter Last der Halbleiter-Kraftgleichrichterzellen angewandt wird. Dadurch gelingt die gleichzeitige Prüfung einer grossen Anzahl von Gleichrichterzellen, die Höchstausnützung der Möglichkeiten beim Synchronkommutator, die Schaffung einer weiten Aenderungsmöglichkeit der Versuchsparameter sowie die Verminderung des Kraftverbrauchs auf nur 2–10% gegenüber dem Verbrauch beim Vollastversuche und einer einzigen Energiequelle, Beschrieben werden drei Apparate zur Prüfung unter Last der 100 A, 50 A und 8 A–Zellen und dies bei Gegenspannungen von 50 — 1 500 V.

BUCHBESPRECHUNGEN 157–158

REFERATE 158–15

CHRONIK 16

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.017.72 :621.317.39 :536.5

Allen, G.H.P. **Schimbul de căldură în maşinile electrice.** În : Electr. Times **151,** nr. 19, mai 1967, p. 755—757, 5 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.313.13.002.2 : 621.3.042 : 621.3.045

Renger, L. **De la pachetul de tole la înfăşurarea impregnantă.** În : Elektrotechnik **49,** nr. 12, aprilie 1967, p. 202—208, 15 fig.

CZ 621.313.2

Zenisek, V. **Determinarea rezistenţei de compensaţie cînd motorul de curent continuu este montat în serie.** În : Elektrotech, Z. (ETZ—A) **88,** nr. 20, 29 sept 1967, p. 501—503, 1 fig., 1 tabelă.

CZ 621.313.2 : 2.621.3.014.2

Lamb, C. Şt. ş. a. **Comutaţia numerică utilizată pentru reglarea turaţiei unui motor de curent alternativ, fără colector.** În : Control **11,** nr. 107, mai 1967, p. 217—221, 4 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.325.003

Jadin, K. P. şi *Priklonski, E. M.* **Eficacitatea tehnico-economică a utilizării maşinilor sincrone pentru compensarea puterii reactive.** În : Elektricestvo **88,** nr. 6, iunie 1967, p. 47—51, 4 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.333.072.2

Petrov, I. P. **Despre reglarea tensiunii la maşinile asincrone.** În : Izv. VUZ Elektromechanika **10,** nr. 5, mai 1967, p. 603—604, 3 ref. bibl.

CZ 621.313.721 : 621.592.3 : 621—523

Kiţis, S. I. şi *Snarevici, D. I.* **Metodă de protecţie automată împotriva ambalării instalaţiei de răcire a maşinilor electrice.** În : Prom. energhetika **22,** nr. 4, apr 1967, p. 19—22, 6 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.21.001.24 : 691.791.96

Ogorodnov, S. I. **Alegerea transformatoarelor pentru alimentarea maşinilor de sudură prin contacte.** În : Prom. energhetika **22,** nr. 5, mai 1967, p. 37—38, 1 tab.

CZ 621.314.21.045 : 621.3.015.3.001.24

Lohanin, A. K. **Calculul supratensiunilor în înfăşurările transformatoarelor.** În : Elektricestvo **88,** nr. 4, apr 1967, p. 29—34, 4 fig., 3 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.2 : 621.391.821

Meisler, H. şi *Utz, W.* **Deteriorarea mantalelor de plumb ale cablurilor de către trăsnete.** În : Mett. P.T.T., nr. 5, mai 1967, p. 269—275 şi 293, 7 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.315.615.22.015.532 : 537.528

Plinke, W. **Dezvoltarea descărcărilor parţiale asupra punctelor de ulei izolant, cu viscozităţi uşoare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88,** nr. 19, 29 sept 1967, p. 497—500, 6 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.315.62.015.52 : 621.315.618.9

Sieber, K. **Tensiunea alternativă de străpungere a izolatoarelor de sprijin în aer comprimat şi hexaflorid de sulf.** În : Elektrie **21,** nr. 10, 1967, p. 367—369, 5 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.1 : 621.316.52.004 : 621.316.9

Hönninger, E. **Intreruptor de protecţie utilizat în distribuţiile casnice în locul siguranţelor.** În : OZE **20,** nr. 4, apr 1967, p. 136—139, 4 fig.

CZ 621.316.172 : 621.317.2

Schaal, H. **Alimentarea în curent electric şi tehnica de distribuţie în instalaţiile de încercare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 12, 16 iunie 1967, p. 352—358, 9 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.54 : 621.3.019.3

Höfl, H. **Problema siguranţei în funcţionare a contactelor electrice.** În : Nachrichtentechn. Elektron. **17,** nr. 5, mai 1967, p. 200—204, 7 fig., 3 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.57.027.2

Bergold, K. **Proprietăţile şi utilizarea întreruptoarelor automate, în instalaţiile electrice.** În : Electro-Anz. **20,** nr. 12, nr. 12, apr 1967, p. 30—33, 13 fig.

CZ 621.316.925 : 621.318.57

Bocev, A. S. şi *Figurnov, E. P.* **Scheme echivalente pentru protecţia prin relee.** În : Elektricestvo **88,** nr. 4, apr 1967, p. 13—17, 4 fig.

CZ 621.316.933.8

Kling, K. **Observaţii esenţiale asupra măsurilor suplimentare de protecţie a normelor VDE 0100.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 11, 2 iunie 1967, p. 313—319, 4 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.933.8

Wierny, H. **Izolarea de protecţie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 11, 2 iunie 1967, p. 319—232, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.316.933.9

Gatz, H. **Prevenirea tensiunii de contact foarte ridicată.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 11, 2 iunie 1967, p. 322—326, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.616.933.8 : 621.316.925

Zöhnel, J. **Eliminarea tensiunii de contact foarte ridicată prin aparatajul de protecţie.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 11, 2 iunie 1967, p. 327—329, 3 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.2 :620.178.53 : 629.11

Wiedmer, P. M. **Simularea vibraţiilor autovehiculelor cu ajutorul unei instalaţii de încercare.** În : Techn. Mitt. P.T.T., nr. 5, mai 1967, p. 283—285, 2 fig.

CZ 621.317.39 : 531.7

Beckers, J. H. **Metode electrice pentru măsurarea mărimilor mecanice.** În : Electro-Anz. **20.** nr. 11, apr 1967, p. 44—47, 7 fig., 1 tab., 5 ref. bibl.

CZ 621.318 APLICAŢII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ŞI MAGNEŢILOR. ELECTROMAGNEŢI. RELEE

CZ 621.313.2

Fahlenbrach, H. **Bazele magneţilor permanenţi moderni.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **19,** nr. 12, 16 iunie 1967, p. 345—349, 6 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.318.5

Buyle-Bodin, M. **Releele tripolare cu circuite active.** În : L'Onde Electrique **47,** nr. 482, mai 1967, p. 594—596, 8 fig.

VSSB — EXPOZIȚIE DE SPECIALITATE

Intreprinderea VEB pentru tehnica semnalizării și siguranței, din Berlin, organizează între 17 și 24 aprilie 1968 o expoziție de specialitate, incluzînd conferințe și filme de specialitate privind domeniile de fabricație ale tehnicii siguranței circulației pe căile ferate, și ale comenzilor în industrie. Expoziția va avea loc în incinta centrală de expoziții: Piața Scînteii, București, pavilionul E. În timpul expoziției experții întreprinderii vă vor da explicațiile necesare.

Proiectant și exportator reprezentînd comerțul german interior și exterior Elektrotechnik : VEB Werk für Signal—und Sicherungstechnik — Berlin,
1193 Berlin, Elsenstrasse 87-96, telefon 27 88 51.

Cei interesați se vor adresa la:
Biroul tehnic comercial DIA Elektrotechnik la Secția Comercială de pe lîngă Ambasada R. D. G. în Republica Socialistă România,
Calea Dorobanților 14, București, telefon: 31 69 30,
telegrame: Diplogerman București.

WSB
telefig

NOI UTILAJE SOVIETICE DE TĂIERE CU GAZE

avînd

productivitate ridicată
grad înalt de automatizare şi mecanizare a operaţiilor de:
croială a tablelor de oţel cu grosime de 5-300 mm; tăiere a ţevilor cu grosimea peretelui de 4,5-50 mm.

Informaţii detaliate asupra utilajelor şi condiţiilor de livrare se solicită la

V/O „ENERGOMAŞEXPORT"

ADRESA: U.R.S.S. MOSCOVA, V-530

Mosfilmovskaia, 35 • Telex 243

MOSCOW · USSR

VENTILE CU SILICIU COMANDATE VKDU, TL-1-150, TL-2-200, VKDUS

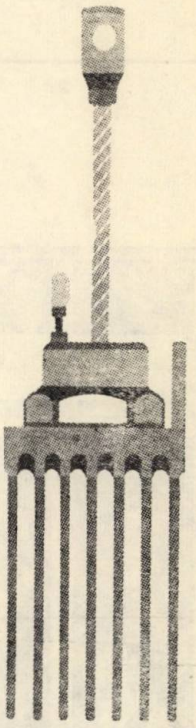
UTILIZATE ÎN CIRCUITELE DE FORŢĂ ALE DIFERITELOR INSTALAŢII REDRESOARE

Lucrează normal cu răcire naturală sau cu curent de aer dirijat la:
temperatura mediului ambiant de −40°C...+110°C;
umiditatea relativă de 98%;
presiune atmosferică de 600—1500 mm col. Hg;
vibraţii întreţinute sau trepidaţii.

Ventilul T-L1-150 are caracteristica de impuls în tensiune inversă, iar ventilul T-L2-200 — în tensiune directă şi inversă.
Ventilul VKDUS are caracteristica simetrică tensiune-curent în tensiune directă şi inversă.

La frecvenţa de 50 Hz parametrii ventilelor sînt:

Tipul ventilului	Intensitatea nominală a curentului, în A, la răcire cu aer dirijat cu viteza de 12 m/s.	Tensiunea nominală, în V
1. VKDU — 50	50	50 — 800
2. VKDU — 100	100	50 — 1 000
3. VKDU — 150	150	50 — 1 000
4. VKDUS — 50	50	50 — 700
5. VKDUS — 100	100	50 — 700
6. TL — 1 — 150	150	50 — 500
7. TL — 2 — 200	200	50 — 700



Comenzi şi informaţii se solicită la adresa:

U.R.S.S., MOSCOVA V-360, MOSFILMOVSKAIA, 35
V/O „Energomaşexport"

ВКДУ

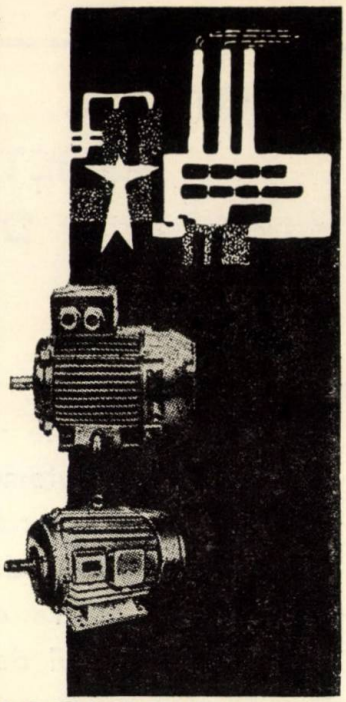
Electromotoare asincrone seria D (Da cu carcasă de aluminiu) construite conform recomandărilor Comisiei Electrotehnice Internaţionale şi prescripţiilor DIN-42673 şi 42677

PREZINTĂ V/O „ENERGOMAŞEXPORT"

Electromotoare închise cu precizie normală şi ridicată, destinate lucrărilor în condiţii climaterice temperate şi tropicale, pentru domeniul de puteri de 0,26–4,0 kW la diferite turaţii, la tensiunile de 220, 380, 249 şi 415 V pentru frecvenţa de 50 Hz şi la tensiunile de 110, 220, 380, 400 şi 440 V pentru frecvenţa de 60 Hz.
Pentru domeniul de puteri de 06-100 kW (la turaţia de 1500 rot/min) se livrează electromotoare cu destinaţie universală din seria A02.

ELECTROMOTOARELE DIN SERIA A02:

— se construiesc pentru tensiunea nominală a reţelei de 22/380, 400 şi 500 V, La cerere, electromotoarele pot fi livrate şi la alte tensiuni pentru frecvenţa reţelei de 50 sau 60 Hz;
— au dimensiunile stabilite prin recomandările Comisiei Electrotehnice Internaţionale;
— pot fi construite pentru utilizări tropicale;
— au indici energetici superiori;
— pot lucra în încăperi cu praf şi impurităţi.
Siguranţa în exploatare şi rezistenţa electromotoarelor din seria A02 au fost apreciate în multe ţări ale lumii, cu condiţii climaterice diferite, de la condiţiile polare la cele tropicale.



Informaţii mai amănunţite asupra electromotoarelor şi altor maşini electrice sovietice se obţin de la

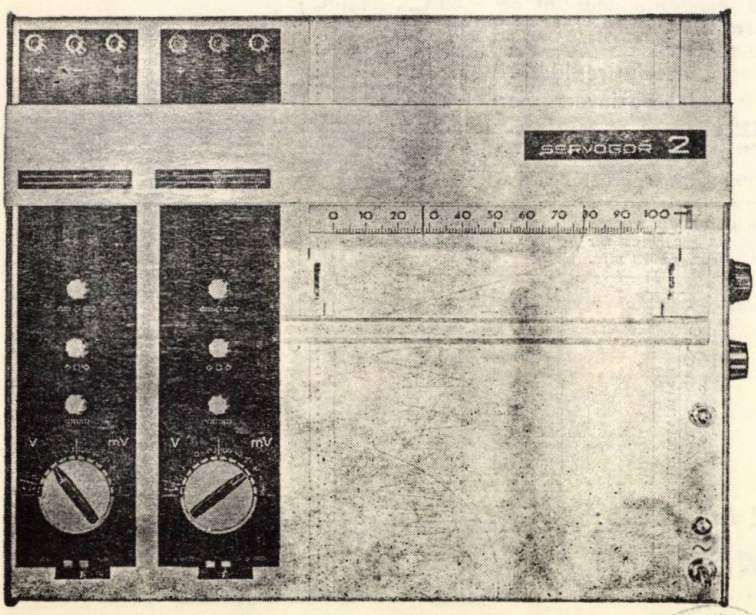
V/O „ENERGOMAŞEXPORT"

avînd adresa:

ENERGOMACHEXPORT

U.R.S.S., Moscova V-330, Mosfilmovskaia, 35 • Telex 243

GOERZ ELECTRO



Dispozitiv de înregistrare potenţiometrică dublă SERVOGOR, tip RE 520

pentru înregistrarea concomitentă şi independentă a două diagrame suprapuse.
Deplasarea în timp a diagramelor una faţă de cealaltă, 1 mm.
Precizia 0,5%, timp de reglare circa 1 s, lăţimea înregistrării 200 mm.
Înregistrarea se poate face la alegere pe diagrame, benzi sau coli DIN A 4.
11 game fixe de la 2 mV pînă la 20 V.
În plus la fiecare gamă, o mărire continuă a sensibilităţii la valori mai mari de 2,5.
Deplasare înainte şi înapoi a colii de înregistrare.
Sistem de comutaţie intern pentru şase viteze.

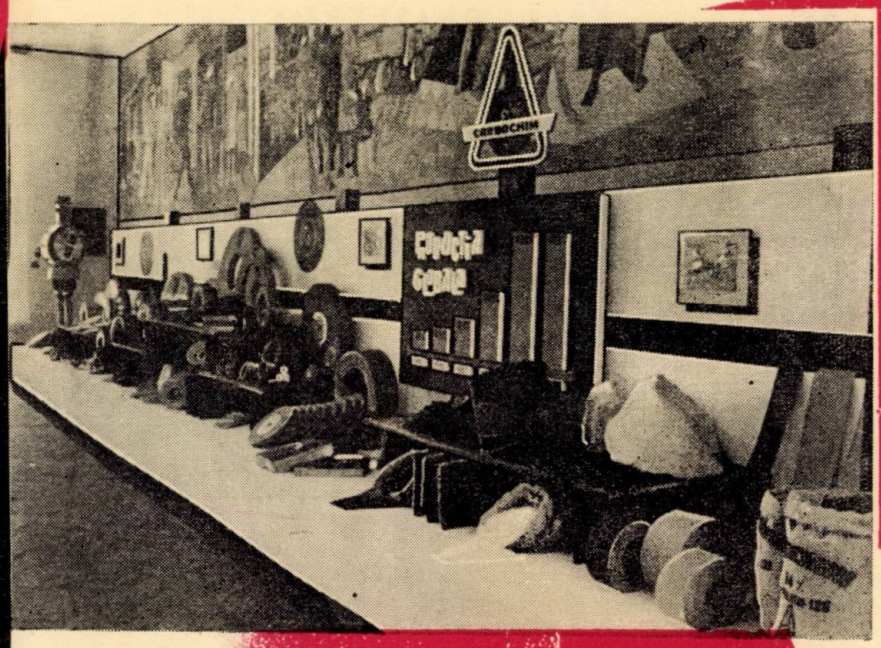
GOERZ ELECTRO Gesellschaft m.b,H.
A-1101 Wien, Postfach 204, Tel. 64.36.66

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

Vă invităm să participaţi la conferinţa noastră specială cu tema „Dispozitivele Servogor şi utilizarea lor practică" organizată în cadrul săptămînii tehnico-ştiinţifice austriece, între 6 şi 15 mai 1968, la Bucureşti.

CARBOCHIM CLUJ

CARBOCHIM CLUJ



produce:

Pietre de polizor
Abrazivi pe suport -
(pînze și hîrtii de șlefuit)
Carbură de siliciu
Electrocorindon

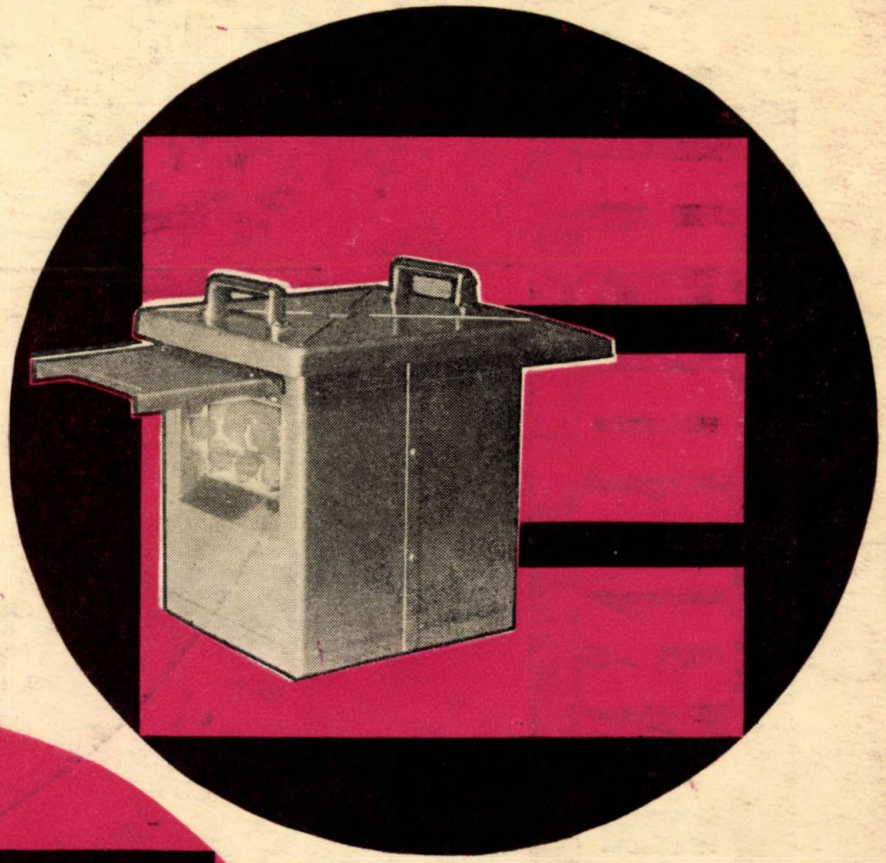
• **Produse carbonice:**

Electrozi siderurgici
Electrozi de baterii
(pentru pile galvanice)
Pastă de electrozi

CLUJ

PIAȚA 1 MAI Nr. 3 - TELEFON 12206

ELECTROTEHNICA

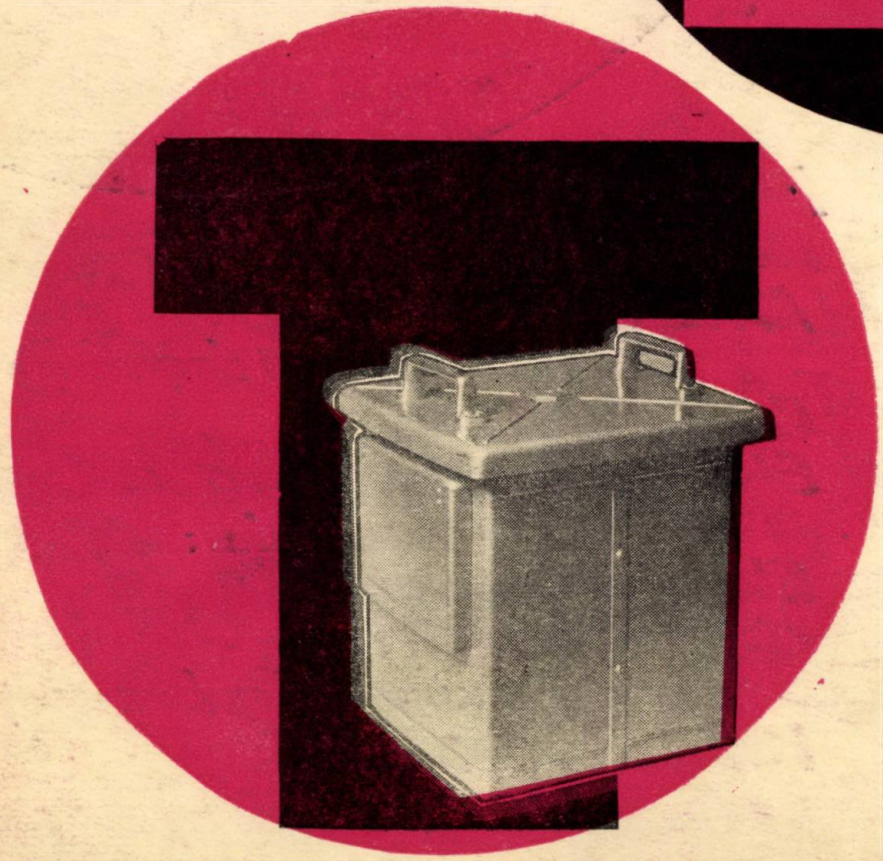


Transformator de sudură portabil tip TSAP-2

Ideal pentru lucrări de montaj, întreținere etc.
Alimentare: 220 V, 50 Hz, maximum 50 A, cu priză pentru —10%
Curent de sudură: 40 — 150 A, în 5 trepte fixe adaptate electrozilor cu diametrul de la 1,5 mm la 4 mm
Caracteristica statică puternic căzătoare:

$$\left(\frac{I_s}{I_E} = 1{,}2 \div 1{,}3\right)$$

1968 DEC 2 8



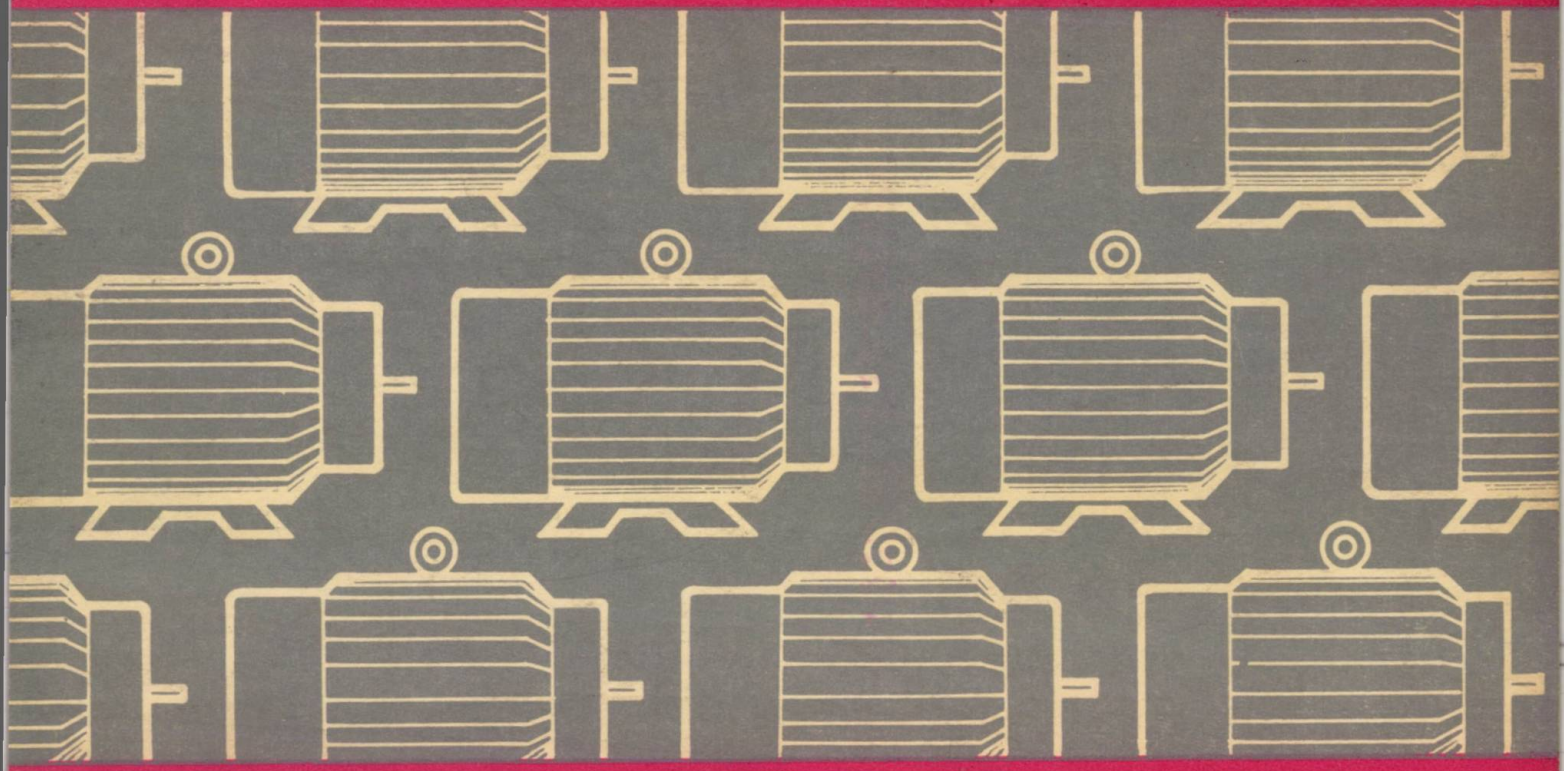
Tensiune secundară de mers în gol 58 — 68 V, tensiunile mari corespunzînd treptelor mici
Pierderi în gol: 40 — 50 W
Durata activă: DA = 15%
Dimensiuni de gabarit: 380 × 450 × 470
Greutate: 37 kg
Obloane rabatabile

Șos. ORHIDEELOR 27 - Tel. 164860

E 2040

ELECTROTEHNICA

REFERALVA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 16 • Nr. 5 • MAI 1968

5

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

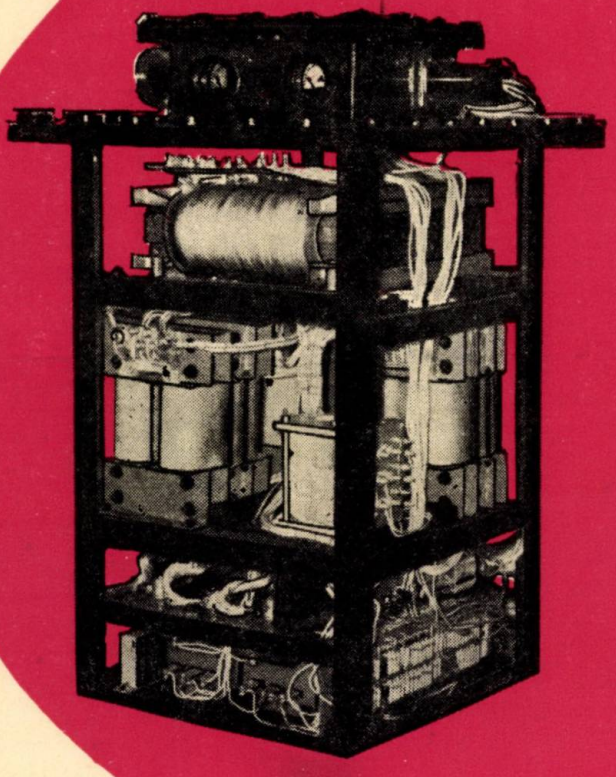
DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZĂRII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

icpe

10

MŰSZAKI MŰNYVTÁRES ... 1983

TROTEHNICA

Nr. 5, pag. 161–204 mai 1968

CUPRINS

23.3 : 530.182 : 621.315.615/619

ıescu, A: **Legi de similitudine ale descărcărilor între ı izolanţi în aer.**

rotehnica **16**, nr. 5, mai 1968, p. 161–166

.n vederea explicării constatărilor experimentale, privind ıgmentarea descărcărilor pe măsura apropierii pereţilor .olanţi, se deduc combinaţii de mărimi geometrice care au .endinţe spre invariabilitate. Se stabilesc relaţii între cîmpul disruptiv, distanţa dintre pereţi şi raza figurilor Lichtenberg, care corespund faptelor experimentale.

CZ 621,313,333–187 : 621.312,002,6

Oprendeck, B. **Metoda pentru controlul statistic final al fabricaţiei în serie de motoare asincrone.**

Electrotehnica **16**, nr. 5, mai 1968, p. 166–178

Se prezintă o metodă de control statistic care, pe baza măsurărilor controlului de serie, determină parametrii fizici ai motorului. Manopera de calcul este rezolvată prin folosirea calculatorului numeric MECIPT-1.

Folosirea îndelungată în practica industrială a acestei metode a permis verificarea ei şi a subliniat eficienţa tehnico-economică deosebită a acesteia.

CZ 621,314.2.013.5 + 621.3.017.3

Bălă, C. şi *Diculescu Sofia*: **Cîmpul magnetic. Reactanţa de scăpări şi pierderile suplimentare în sarcină la transformatoarele cu înfăşurările dispuse pe coloane diferite.**

Electrotehnica **16**, nr. 5, mai 1968, p. 179–186

Se stabilesc expresii de calcul ale cîmpului magnetic şi reactanţei de scăpări pentru înfăşurări aşezate pe coloane diferite la transformatoare monofazate.

Se stabilesc de asemenea pierderile suplimentare provocate de componenta radială a cîmpului magnetic de scăpări în conductoarele masive ale înfăşurărilor aşezate pe coloane diferite.

CZ 621.314.63–187 :621,317.384

Lupaş, O. : **Aparat pentru încercarea în sarcină a tiristoarelor.**

Electrotehnica **16**, nr. 5, mai 1968, p. 186–189

Se prezintă un nou aparat pentru încercarea în sarcină a patru tiristoare, în care fiecare tiristor lucrează alternativ ca element încercat şi ca comutator sincron pentru încercarea celorlalte tiristoare. Aparatul permite verificarea în sarcină a caracteristicii de blocare directe şi inverse şi permite readucerea consumului de energie la numai 0,5–1% din energia cheltuită la o încercare în sarcină cu o singură sursă de energie. Se prezintă un aparat pentru încercarea a patru tiristoare de 1–5 A la tensiuni pînă la 600 V.

Pentru tînărul inginer

CZ 621.314.224.3.014.33.001.24

Manolescu, P. : **Analiza liniară a funcţionării transformatorului de curent în regim tranzitoriu de scurtcircuit.**

Electrotehnica **16**, nr. 5, mai 1968, p. 189–198

Funcţionarea transformatoarelor de curent în regim tranzitoriu a început să fie analizată recent, o dată cu creşterea rapidităţii de acţionare a protecţiei impusă de dezvoltarea reţelelor electrice de transport de înaltă tensiune.

Regimul tranzitoriu la care sînt supuse transformato rele de curent care deservesc protecţia rapidă este regimul scurtcircuit amortizat aperiodic.

Acest regim este analizat în lucrare cantitativ, în co ţiile unei funcţionări liniare a transformatorului şi calit în cazul atingerii saturaţiei magnetice a miezului fer netic.

REFERATE
CRONICĂ

COMITETUL DE REDACȚ.

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU;
șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp.
Republicii Socialiste România; acad. dr. d
A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing.
ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. C
ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — re
ponsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; con
F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA;
CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof.
șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIAN

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando, nr. 2, sectorul 1. Telefon: redactor șef: 14.63.86; secretar general de redacție: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorul 1, București. Tarif entru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muntori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemr: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5251.

le poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 5/8569/1968.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

623.3 :530.182 :621.315.615/619

...ecку, А.: **Законы подобия воздушных разрядов ... изолирующими стенами.**

...tehnica 16, nr. 5, май 1968, стр. 161–166

...целях объяснения экспериментальных заключе... относительно фрагментирования разрядов по ...е приближения к изолирующим стенам, выводятся ...бинации геометрических величин, отличающихся ...емлением к неизменности. Устанавливаются соот...шения между разрывным полем, расстояние между ...енами и радиус фигур Лихтенберга, отвечающих ...кспериментальным данным.

ДК 621.313.333–187 :621.312.002.6

Опрендек, Б.: **Метод окончательного статистического контроля серийного производства асинхронных двигателей.**

Electrotehnica 16, nr. 5, май 1968, стр. 166–178

Приводится метод статистического контроля, определяющего, на основе измерений серийного контроля, физические параметры двигателя. Расчет производится при помощи числовой счетной машины MECIPT-I. Более продолжительное применение в производственной практике этого метода позволило его проверить и подчеркнуть его особую технико-экономическую эффективность.

ДК 621.314.2.013.5+621.3.017.3

Бэлэ, К. и *Дикулеску София:* **Магнитное поле. Реактанс пропусков и дополнительные потери в нагрузке на трансформаторах с обмоткой, расположенной на различных колоннах.**

Electrotehnica 16, nr. 5, май 1968, стр. 179–186

Устанавливаются расчетные выражения магнитного поля и реактанс пропусков для обмоток, расположенных на различных колоннах однофазного трансформатора. Устанавливаются также дополнительные потери, вызванные радиальной составляющей магнитного поля пропусков в массивных проводниках обмоток, расположенных на различных колоннах.

ДК 621.314.63–187 :621.317.384

Лупаш, О.: **Прибор для испытания под нагрузкой тиристоров.**

Electrotehnica 16, nr. 5, май 1968 стр. 186–189

Описывается новый прибор для испытания под нагрузкой четырех тиристоров, в котором каждый тиристор работает попеременно как испытанный элемент и как синхронный переключатель для испытания остальных тиристоров. Прибор позволяет проверять под нагрузкой характеристику прямой и обратной блокировки и уменьшает расход энергии только на 0,5—1% из энергии, потребляемой для испытания под нагрузкой лишь с одним источником энергии. Представлен прибор для испытания четырех тиристоров в 1—5 а при напряжениях до 600 вольт.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621.314.224.3.014.33.001.24

Манолеску, П.: **Линейный анализ работы трансформатора тока в неустановившемся режиме короткого замыкания.**

Electrotehnica 16, nr. 5, май 1968 стр. 189–198

Анализ работы трансформаторов тока в неустановившемся режиме начали проводить недавно, одновременно с ростом быстроты защиты, требуемой развитием электрических сетей передачи высокого напряжения. Неустановившийся режим, которому подвергаются трансформаторы тока, предназначенные для быстрой защиты, является режимом короткого замыкания, погашаемым апериодически. В настоящей работе этот режим рассматривается количественно в условиях линейной работы трансформатора и качественно, в случае достижения магнитного насыщения феромагнитного сердечника.

ДОКЛАДЫ 198–200

ХРОНИКА 200–20...

INHALTSVERZEICHNIS

DK 537.523.3 :530.182 :621.315.615/619

Avramescu, A. : **Ähnlichkeitsgesetze von Entladung schen Isolierwänden in der Luft.**

Electrotehnica **16**, H. 5, Mai 1968, S. 161–166

Zur Erklärung der Versuchsergebnisse bzgl. der E dungs aufteilung bei der Amäherung der Isolierw werden geometrische Grössenbeziehungen abgeleitet, zur Invarianz neigen. Zwischen dem Durchschlagsf den Wandabständen und dem Radius der Lichtenber guren werden Beziehungen ermittelt, welche mit den V suchsergebnissen übereinstimmen.

DK 621.313.333–187 :621.312.002.6

Oprendeck, B. : **Methode zur statistischen Endrokontlle der Reihen-fabrikation von Asynchronmotoren.**

Electrotehnica **16**, H. 5, Mai 1968, S. 166–178

Zur statistischen Kontrolle wird eine Methode vorgestellt, welche auf Grund der Messungen der Serienkontrolle die physikalischen Parameter des Motors festgestellt. Die Rechenoperation selbst wird am Rechner MECIPT-1 durchgeführt. Die längere praktische Anwendung dieser Methode in der Industrie ermöglichte ihre Bestätigung und wies ihren besonderen technisch-wirtschaftlichen Nutzen nach.

DK 621.314.2.013.5 :621.3.017.3

Bălă, C. und *Diculescu Sofia* : **Das magnetische Feld. Die Streureaktanz und die Zusatzverluste bei Transformatoren mit Wicklungen auf getrennten Kernen.**

Electrotehnica **16**, H.5, Mai 1968, S. 179–186

Abgeleitet werden Ausdrücke für das magnetische Feld und für die Streureaktanz für Wicklungen, welche sich bei Einphasentrafos auf getrennten Kernen befinden. Ferner werden die Zusatzverluste bestimmt, die von der radialen Komponente des magnetischen Streufeldes in den massiven Leitern der auf getrennten Kernen befindlichen Wicklungen verursacht werden.

DK 621.314.63–187 : 621.317.384

Lupaş, O. : **Apparat zur hast-Prüfung von Thyristoren.**

Electrotehnica **16**, H. 5, Mai 1968, S. 186–189

Beschrieben wird eine neue Vorrichtung zur Prüfung von je 4 Thyristoren unter Last, wobei jeder Thyristor abwechselnd als geprüftes Element und als Synchronumschalter zur Prüfung der anderen Thyristoren arbeitet. Der Apparat ermöglicht die Prüfung unter Last der direkten und inversen Charakteristik und senkt dem Energieverbrauch auf nur 0,5–1% der Energie, die bei einer Prüfung unter Last mit einer einzigen Energiequelle benötigt wäre. Beschrieben wird ein Apparat zur Prüfung von 4 Thyristoren von 1–5 A bei Spannungen bis 600 V.

Für den jungen Ingenieur

DK 621.314.224.3.014.33.001.24

Manolescu, P. : **Lineare Analyse der Stromwandlerverhaltens im Übergangsbetrieb bei Kurzschluss.**

Electrotehnica **16**, H. 5, Mai 1968, S. 189–198

Der übergangsbetrieb der Stromwandler wird neulich oftuntersucht und zwar aus Anlass Verkürzung der Anlösezeiten der Schutzvorrichtungen, die seiner seits durch die Entwicklung der elektrischen Hochspannungs-Übertragungsnetze notwendig wurde. Der Übergangsbetrieb, dem die Stromwandler für den Schnellschutz ausgeretzt sind, ist der aperiodisch gedämpfte Kurzschluss. Der Vorgang wird in der Arbeit rechne risch für lineares Verhalten des Wandlers und qualitativ für den Fall der magnetischen Sättigung des Eisenkernes untersucht.

EFERATE 198–200

IRONIK 200–204

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 5 București, mai 1968

Legi de similitudine ale descărcărilor între pereți izolanți în aer*

Aurel Avramescu** — București

CZ 537.553.3: 530.182: 621.315.615/619

În continuarea lucrărilor de cercetare privind descărcările parțiale în aparate și transformatoare de înaltă tensiune, întreprinse în ultimii ani la Secția de aparate din I.C.P.E., a căror rezultate au fost în parte publicate [1], [2], [3], obiectivul principal al investigațiilor cu caracter fundamental s-a îndreptat asupra interpretării fizice și a cuantificării matematice a fenomenelor uneori contradictorii constatate în diferite laboratoare din lume.

Faptele experimentale comunicate la Colocviul internațional al politehnicii din Ilmenau (R.D.G.) din 21—27 octombrie 1966 au fost supuse unei analize mai amănunțite [4], [5]. Din cercetări au rezultat legi noi privind similitudinea descărcărilor la presiune constantă și relații geometrice ale urmelor descărcării înregistrate experimental.

Între altele s-au prelucrat rezultatele experimentale vaste ale școlii lui R. Strigel din Berlin [6] și a lui Loeb din Berkeley California, S.U.A. [7], comparîndu-le cu cele obținute de școala condusă de profesorul H. Stamm din Ilmenau. S-a reușit a se obține o justificare a ipotezei că descărcarea în alveolă este filiformă, este precedată de lideri și strimeri la fel ca și trăsnetul, cu care analogia este și mai adîncă. S-a obținut de asemenea, justificarea faptului că descărcarea în alveolă nu culege într-un singur strimer toate sarcinile adunate pe suprafețele izolante perpendiculare pe direcția cîmpului, dar că avem mai multe descărcări filiforme în paralel. În fine, legile de similitudine elaborate au reușit să confirme teoretic proporționalitatea inversă a numărului de descărcări filiforme cu distanța disruptivă.

Importanța acestor verificări constă în posibilitatea de a conchide asupra mărimii alveolelor în care apar descărcări parțiale din analiza armonică a spectrului de frecvență a zgomotului radio, înregistrat cu aparate de măsură.

1. Constatări experimentale

În afară de rezultatele experimentale relatate de către școala din Ilmenau s-au consultat lucrările începute de Nasser sub îndrumarea lui R. Strigel la Berlin [8] și continuate după război sub îndrumarea lui L.B. Loeb în California [9].

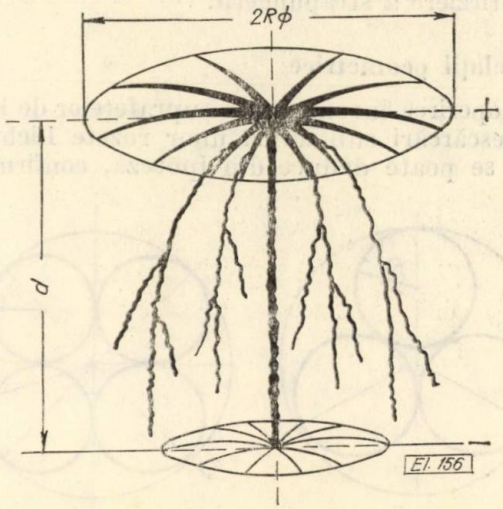


Fig. 1. Forma unei descărcări în alveolă.

Descărcarea rămîne filiformă la presiunea atmosferică într-o plajă foarte largă a curentului sau a sarcinii vehiculate, atît pe suprafața dielectricului, cît și în spațiul disruptiv (fig. 1).

Liderii au tendința a se ramifica, evident din cauza forțelor dinamice de respingerea sarcinilor de același sens. Această tendință s-a constatat experimental cu ajutorul unui film rulat la distanțe variabile în spațiul disruptiv.

Pe filmele aflate la distanțe mai mari de peretele cu sarcină pozitivă, urmele descăr-

*Lucrare prezentată la a 6-a sesiune de comunicări tehnico-științifice I.C.P.E. din 9.II.1968.

**Acad. dr. doc. *A. Avramescu* este directorul general al Centrului de documentare științifică al Academiei Republicii Socialiste România.

cărilor se înmulțesc, arătînd că descărcarea este arborescentă și ramificații apar chiar în spațiul disruptiv (fig.1).

În cursul propagării strimerului în spațiul disruptiv apar componente radiale ale cîmpului electric care deformează cîmpul inițial omogen.

Experimentele efectuate în curent alternativ de frecvență industrială nu permit o analiză eficientă a fenomenelor de descărcări, deoarece ele au loc într-un timp de μs sau ns, în care tensiunea aplicată se poate considera continuă. De aceea Nasser a trecut la examinarea fenomenelor de bază cu ajutorul impulsurilor scurte de tensiune.

Distanțele disruptive examinate de școala Strigel și Loeb [7], [9] se află în plaja de cîțiva centimetri pînă la cîțiva decimetri, deci sînt mult mai mari decît cele experimentate de școala din Ilmenau sau de König și Kind. Din această cauză relațiile dintre numărul de descărcări paralele și distanța disruptivă nu sînt puse în evidență.

Evoluția în timp a descărcării se poate considera cunoscută de cînd școala Loeb a reușit să stabilească o legătură cu rezultatele experimentale ale școlii lui Raether din Hamburg [10], acela care a emis prima oară ipoteza contribuției fotoionizării la scurtarea timpului de întîrziere a străpungerii.

2. Relații geometrice

Acoperirea incompletă a suprafețelor de bază cu descărcări sub forma unor rozete Lichtenberg se poate deduce din ipoteza, confirmată experimental, că aceste rozete au diametre $2R_n$ relativ egale între ele, dar care variază puternic cu distanța disruptivă.

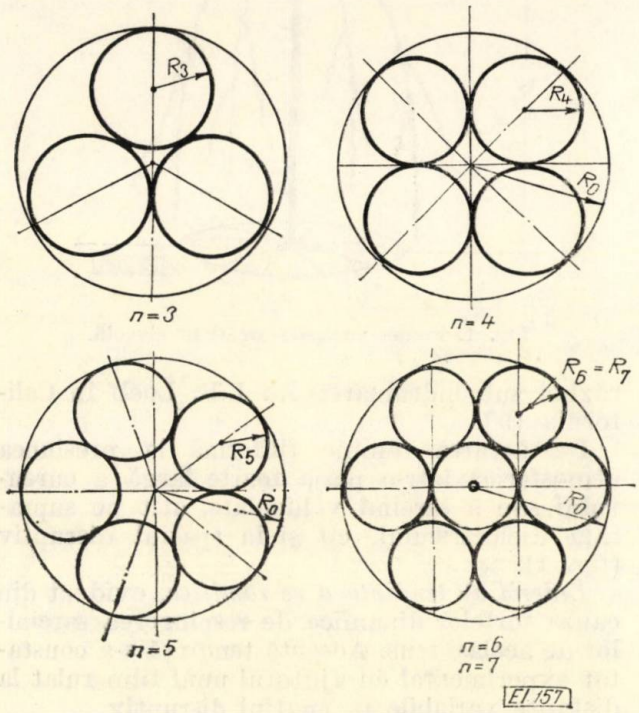


Fig. 2 Înscrierea a n cercuri tangente [de egală rază R_n într-un cerc mai mare de rază R_0.

Deoarece suprafața totală a bazei πR_0^2 în experiențele lui E. Neudert [4] a rămas constantă, numărul și raza figurilor Lichtenberg trebuia să varieze invers proporțional dacă presupunem că valoarea cîmpului disruptiv radial este constantă. Problema geometrică privește gradul de acoperire a suprafeței de bază, care se poate exprima teoretic prin raportul suprafeței totale a rozetelor prin suprafața totală a bazei:

$$a_n = \frac{\sum_1^n \pi R_n^2}{\pi R_0^2} = n \frac{R_n^2}{R_0^2}. \qquad (1)$$

În figura 2 s-au reprezentat primele relații ale acestor suprafețe și gradul de acoperire pentru valorile $n = 3, 4, 5, 6, 7$.

Pentru valori n mici calculul dă valori discontinue între n și gradul de acoperire, așa cum reiese din tabela 1.

Tabela 1

Gradul de acoperire a suprafeței de bază

n	formula (1)	an
2	1/2	0,500
3	$3(1 + 2.3^{-1/2})^{-2}$	0,650
4	$4(1 + 2^{1/2})^{-2}$	0,685
5	$5(10 - 2.5^{1/2})[4 + (10 - 2.5^{1/2})^{1/2}]^{-2}$	0,680
6	2/3	0,666
7	7/9	0,778

Acoperirii corespunzînd valorii $n = 7$ trebuie să i se acorde o importanță mare, deoarece șapte cercuri de diametre egale se pot înscrie într-un hexagon, iar hexagoanele (se știe de la albine) pot acoperi o suprafață fără nici o fisură, deci completă.

Deci putem postula

$$\lim_{n\to\infty} a_n = \frac{7}{9}. \qquad (2)$$

Aceste relații permit o mai ușoară înțelegere a raportului dintre toate sarcinile induse de cîmp și cele vehiculate prin descărcare.

La un număr de rozete mai mare decît șapte, acoperirea tinde spre o valoare constantă și cum suprafața totală a bazei golului rămîne aceeași, din relațiile (1) și (2) rezultă:

$$n_n R_0^2 = nR^2 = \text{const.}, \qquad (3\,a)$$

adică inversa proporționalitate dintre suprafața rozetelor și numărul lor.

3. Interpretări fizice

Este evident că la presiune atmosferică nu apar descărcări luminescente obișnuite, ci numai *descărcări filiforme*, care strîng sarcinile apropiate de piciorul liderului sau strimerului respectiv. Pe suprafețe omogene, în jurul acestui picior, se descarcă o suprafață circulară (fig. 1). În interiorul acestei suprafețe nu toate sarcinile sînt colectate, ci numai o cotă care depinde de capacitatea de vehiculare a scînteilor superficiale.

Între cercurile adiacente (teoretic tangente) ale urmelor Lichtenberg pe o suprafață de bază se mai află alte spații, în care sarcinile nu sînt antrenate spre strimeri și rămîn pe loc.

La capătul ramurilor Lichtenberg cîmpul radial atinge valoarea disruptivă [3]. Acest fapt explică de ce nu se ating de fapt rozetele Lichtenberg. Între ele există evident zone în care cîmpul radial este nul.

Analiza figurilor lui E. Neudert a scos în evidență noi relații care rezultă din fotografiile urmelor de descărcări în alveole izolante idealizate (tab. 2). Calculînd numărul de descărcări, a rezultat o valoare aproape constantă a produsului dintre acel număr și distanța disruptivă, ceea ce înseamnă o inversă proporționalitate dintre n și d [3].

Tabela 2

Numărul și diametrul mediu al figurilor Lichtenberg — funcție de distanța disruptivă

d, cm	R, cm	R^2, cm^2	n –	nR^2, cm^2	nd, cm	R^2/d, cm	nR, cm
0,5	0,05	0,0025	98	0,245	4,9	0,05	4,9
0,1	0,10	0,010	48	0,48	4,8	0,1	4,8
0,15	0,144	0,012	32	0,67	4,8	0,14	4,6
0,2	0,167	0,027	27	0,73	5,4	0,135	4,5
0,25	0,2	0,040	19	0,76	4,75	0,16	3,8
0,3	0,23	0,053	14	0,74	4,20	0,177	3,2

Suprafața acoperită de rozete Lichtenberg s-a analizat în funcție, de asemenea, de distanța disruptivă, constatîndu-se o relație de proporționalitate între suprafața acoperită și distanța disruptivă.

Justificarea presupunerii, că *urmele constatate provin din numeroase descărcări filiforme paralele* și nu din una sau mai puține descărcări, care se ramifică în spațiul disruptiv, se aduce prin următorul raționament. Descărcările divergente (ca și în fig. 1) au lideri și strimeri care se ramifică pe parcurs, deci la mărirea spațiului disruptiv. Acest fapt s-a constatat experimental de către Nasser [8] în teza sa condusă de Strigel. Deci mărirea numărului de figuri Lichtenberg cu scăderea distanței între pereții izolanți ai alveolei nu poate în nici un caz să provină de la descărcări ramificate divergent. Rezultă din contră că urmele sub formă de rozete definesc spații cilindrice în spațiul disruptiv, în care descărcarea are loc în condiții similare.

4. Primele relații de similitudine

La deducerea relațiilor de similitudine a descărcărilor în goluri trebuie să procedăm altfel decît în calculele criteriale, în care se caută eliminarea dimensiunilor, pentru a reține relațiile între combinații de mărimi fizice. În cazul nostru trebuie să eliminăm combinații de mărimi fizice care au valori invariante spre a obține relații între dimensiunile variabile ale spațiului disruptiv rezervat unei singure descărcări.

Există puține mărimi sau combinații de mărimi care rămîn invariante cînd dimensiunile spațiului disruptiv variază. Cîmpul disruptiv este aproape constant, exceptînd distanțele subcentimetrice pentru care el crește ușor după relații care se vor preciza mai jos.

Pentru descărcarea filiformă principală și descărcările radiale ale rozetelor (scînteile superficiale) cîmpul disruptiv este practic același.

Spațiul disruptiv are în acest caz o formă cilindrică, pe bazele izolante desfășurîndu-se în rozetă descărcarea superficială pozitivă, respectiv negativă, iar în axul de simetrie, descărcarea prin strimer, care egalizează sarcinile induse pe suprafețele de bază.

Urmărind un raționament din ultima lucrare [3], sarcina indusă pe una din suprafețele de bază în momentul atingerii tensiunei de amorsare

$$Q = U_0 C = U_a \frac{\varepsilon\pi R^2}{d} = E_a \varepsilon\pi R^2, \qquad (3)$$

se poate exprima prin cîmpul disruptiv E_a și raza rozetei R.

În momentul începerii descărcării o parte din sarcini sînt antrenate spre piciorul strimerului sub acțiunea cîmpului radial superficial logaritmic :

$$E_r = \frac{2q}{r}, \qquad (4)$$

care la limita rozetei atinge chiar valoarea cîmpului disruptiv E_a :

$$E_R = E_a = \frac{2q}{r}. \qquad (5)$$

Comparînd două dispozitive similare cu distanțe disruptive diferite și ținînd seamă de relația (3 a), se obține :

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{U_{a_1} R_1^2 d_2}{U_{a_2} R_2^2 d_1} = \frac{E_{a_1} n_2}{E_{a_2} n_1}. \qquad (6)$$

Este evident că sarcinile superficiale sînt, dacă nu egale cel puțin proporționale cu cele schimbate prin strimer, astfel că :

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{q_1}{q_2} = \frac{E_{a1} R_1}{E_{a2} R_2} \cong \frac{R_1}{R_2}, \qquad (7)$$

deci raza rozetei este proporțională cu sarcina superficială.

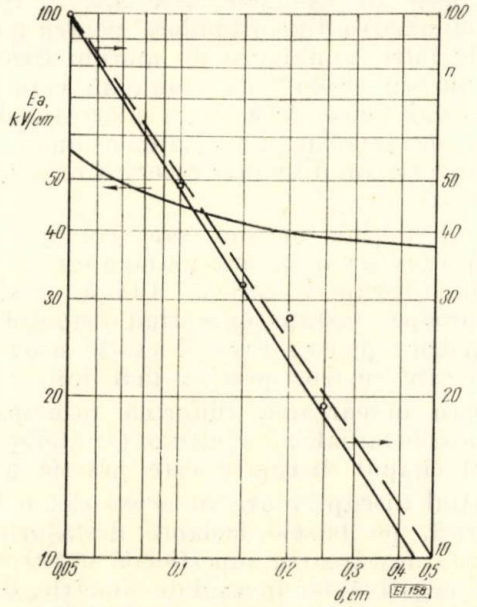


Fig. 3. Cîmpul disruptiv și numărul de descărcări paralele în funcție de distanța disruptivă.

Din combinarea ecuațiilor (6) și (7) a rezultat relația :

$$\frac{E_{a1}}{E_{a2}} = \frac{n_1 R_1}{n_2 R_2} \cong \text{const.}, \qquad (8)$$

care exprimă o inversă proporționalitate aproximativă dintre E și R. Tabela 2 permite o verificare satisfăcătoare a acestei relații. Pe de altă parte din relația (6) se vede că inversa proporționalitate cu distanța disruptivă d (fig. 3) a numărului de rozete n presupune :

$$\frac{Q_1 U_{a2}}{Q_2 U_{a1}} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{n_2 d_2}{n_1 d_1}, \qquad (9)$$

o capacitate constantă a dispozitivului de eclatare. Această condiție implică după relația (3) o invarianță a raportului R^2/d respectiv, care nu se verifică decît aproximativ (tab. 2).

5. Influența creșterii cîmpului disruptiv

La distanțe disruptive ce scad spre ordinul milimetrilor, și mai puțin trebuie să se ia în considerare creșterea cîmpului disruptiv. În acest scop se caută o relație empirică între acest cîmp și distanța disruptivă.

Lesch [11] dă pentru această dependență formula empirică :

$$\frac{E_a}{\text{kV/cm}} = 30 + \frac{1{,}35}{d/\text{cm}}. \qquad (10)$$

Putem să introducem aici o simplificare, dacă se scrie :

$$\frac{E_a}{\text{kV/cm}} = 35 + \frac{1}{d/\text{cm}} = E_0 + \frac{1}{d/\text{cm}}, \qquad (11)$$

ceea ce dă valori mai apropiate de valorile cîmpului disruptiv stabilite de W.O. Schumann (fig. 3). Formula se mai poate scrie :

$$\frac{U_a}{\text{kV}} = 35 \frac{d}{\text{cm}} + 1. \qquad (12)$$

Pentru două distanțe, respectiv tensiuni diferite, relația de similitudine dă :

$$\frac{U_{a1} - 1}{U_{a2} - 1} = \frac{d_1}{d_2} = \text{m}, \qquad (13)$$

sau

$$\frac{E_{a1} - E_0}{E_{a2} - E_0} = \frac{d_2}{d_1} = \frac{1}{\text{m}}, \qquad (14)$$

unde $E_0 = 35$ kV/cm reprezintă un prag de ionizare (tab. 3).

Tabela 3

Relații între cîmpul disruptiv, distanța disruptivă și raza rozetelor

d, cm	E_a, kV/cm	$E_a d$, kV	U_a^2/d, kV²/cm	$E_- - E_a$, kV/cm	E_a/nR, kV/cm²	$10^{-3} E_a^3 d$
0,05	55	2,75	7,6	20	3,74	7,75
0,1	45	4,5	20,2	10	3,12	9,15
0,15	41,5	6,2	38,4	6,6	3,0	10,5
0,2	40	8,0	64	5	2,95	12,8
0,25	39	9,75	95	4	3,4	14,8
0,3	38,3	11,5	132	3,3	3,8	16,8

Observație. Se verifică formula $E_a - E_0 = 1/d$ cu $E_0 = 35 \frac{\text{kV}}{\text{cm}}$.

Introducînd aceste formule în legile de similitudine (4)—(9), se pot obține o serie de relații de mare interes pentru aprecierea cantitativă a acestor descărcări.

6. Considerarea unor efecte din canalul de descărcare

Fenomenele care privesc amorsarea și dinamica scînteilor au și ele o influență asupra relațiilor dintre parametri descărcărilor.

Din cercetările mai vechi ale lui M. Toepler, Binder [13] și O. Mayr [14] se știe că viteza de variație în timp a tensiunii, du/dt, la capetele canalului de descărcare are o valoare limită maximă care nu se depășește nici la supraten-

sionarea prin impuls a spațiului de eclatare. Această valoare înmulțită cu capacitatea dispozitivului dă :

$$C\left(\frac{du}{dt}\right)_{max} = i_{max},$$

o valoare maximă a curentului care trece prin canal pentru un dispozitiv dat.

Relațiile de similitudine se mai pot extinde dacă se introduce în calcule legea lui M. Toepler [12], după care conductanța unei scîntei este proporțională cu sarcina trecută prin canalul de descărcare (prin strimer) :

$$1/G = \frac{kd}{Q}, \qquad (15)$$

unde $k = 8 \cdot 10^{-4}$, ΩC/cm factorul lui Toepler, găsit aproximativ constant în numeroase experimentări ulterioare.

Pentru descărcarea unor condensatoare de la tensiunea U_a pe un eclator fără rezistență de atenuare în circuit, O. Mayr [14] a dedus valoarea maximă a pantei în timp a tensiunii $u(t)$, găsind :

$$-\left(\frac{du}{dt}\right)_{max} = \frac{U_a^2}{4\,kd}. \qquad (16)$$

Desfășurarea în timp a descărcării are loc după formula simplă :

$$u = U_a\left(1 - \exp\frac{U_0}{kd}\,t\right). \qquad (17)$$

Legea lui Toepler este cu atît mai exactă cu cît curenții de descărcare sînt mai mici, deoarece ea nu ia în considerare energia înmagazinată în canal. În cazul descărcărilor în alveole, legea ar trebui să-și mențină valabilitatea, deoarece energia din canal este neglijabilă.

Legea simplă de similitudine care rezultă din ecuația (16) :

$$\frac{U_{a1}^2}{U_{a2}^2} = \frac{d_1}{d_2}, \qquad (18)$$

ar trebui să se adauge la celelalte relații deduse.

După cum se poate vedea însă valorile U_a^2/d din tabela 3 nu verifică decît aproximativ această relație, deoarece ele cresc sistematic cu distanța d.

O aproximație mai bună se obține dacă se ia în considerare și energia din canalul disruptiv. Se știe că O. Mayr, Brown, Maeker și alții au elaborat o întreagă teorie care ține seamă de inerția termică a arcului electric în calculul fenomenelor tranzitorii. Deocamdată, pentru a menține o legătură cu calculul anterior vom proceda după o propunere mai veche a lui Rompe și Weizel [12, p. 488]. Se consideră că energia electrostatică din dielectric se consumă în coloana de arc :

$$\frac{1}{2}C\,(U^2 - u) = wsd, \qquad (19)$$

unde w este energia electrică în unitatea de volum $V = sd$ a coloanei.

Se face ipoteza că valorile instantanee ale caracteristicii tensiune — curent se pot exprima :

$$u = \frac{Cd}{s}\,i = \frac{pd}{aws}, \qquad (20)$$

unde a este un parametru independent de temperatură. Înlocuind, rezultă :

$$i = \frac{aC\,(U_0^2 - u^2)\,u}{2p\,d^2}, \qquad (21)$$

a cărei derivată anulată : $di/dt = 0$ dă, în mod similar :

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{max} = -\frac{i_{max}}{C} = -\frac{aU_a^3}{\sqrt{27}\,pd^2}. \qquad (22)$$

Ca relație de similitudine rezultă conservarea expresiei $U_0^3/d = E_a^3\,d$, a cărei valori au într-adevăr o variație mai redusă decît celelale combinații.

În această fază a cercetărilor desigur că eforturile trebuie să fie continuate spre a descoperi, din examinarea unor date experimentale proprii sau din alte laboratoare, legi de similitudine mai precise, care să explice comportarea atît de complexă a descărcărilor în goluri izolante și în alveole.

Numai astfel se va putea acorda un sprijin efectiv pentru lămurirea fenomenelor corona în aparatele și transformatoarele de înaltă tensiune.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* și *Popescu, Ch.* Problemele descărcărilor parțiale în transformatoare. În : Electrotehnica **14**, nr. 5, 1966, p. 149—155.

[2] *Avramescu, A., Popescu, Ch.* și *Andreescu, M.* Metode și aparatură de măsurare a descărcărilor parțiale în transformatoare. În : Electrotehnica **14**, nr. 11, 1966, p. 381—393.

[3] *Avramescu, A.* Relații de similitudine ale descărcărilor parțiale în alveole din izolanți solizi. În : Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967, p. 117—122.

[4] *Neudert, E.* Teilentladungsvorgänge in Luftspalten. Ber., XI Intern. wiss. Kolloquium Ilmenau, Okt. 1966.

[5] *Nitzer, N.* Teilentladungsvorgänge in dielektrischen Hohlräumen. Ber. XI Internat. wiss. Kolloquium Ilmenau, Okt. 1966.

[6] *Strigel, R.* Elektrische Stossfestigkeit. 2. Aufl. Berlin, Springer-Verlag, 1951.

[7] *Loeb, L.B.* Elektrical Coronas. Their Basic Physical Mechanism. Berkeley, Los Angeles, Univ. California Press, 1965.

[8] *Nasser, E.* Der räumliche Entladungsaufbau im ungleichförmigen Feld bei positiver Spitze in atmosphärischer Luft. În : Arch. Elektrotechn. **44**, 1958, p. 157—168.

[9] *Nasser, E.* și *Loeb, L.B.* Impulse Streamer Branching from Lichtenberg Figure Studies. Jl. Appl. Phys. **34**, 1963, p. 3340.

[10] *Raether, H.* Die Elektronenlawine und ihre Entwicklung. În : Ergebnisse der exakten Naturwissenschaften, Bd. 33, Berlin — Göttingen — Heidelberg, Springer-Verlag, 1961.

[11] *Lesch, G.* și *Baumann.* Lehrbuch der Hochspannungstechnik. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springen-Verlag, 1959.
[12] *Gänger, B.* Der elektrische Durschlag von Gasen. Berlin-Göttingen-Heidelberg, Springer-Verlag, 1953.
[13] *Binder, L.* Wanderwellen auf experimenteller Grundlage. Berlin, Springer, 1928.
[14] *Mayr, O.* Raumladungsprobleme der Hochspannungstechnik. În: Arch. Electrotechn. **18**, 1927, p. 279.
[15] *Nasser, E.* Die zeitliche Entwicklung pozitiver Entladungskanäle längs der Oberfläche von Isolierstoffen. În: Arch. Elekt. **44**, 1959, p. 455—462.
[16] *Neumärker.* Stromimpulse und räumlich-zeitlicher Aufbau der Vorentladungen an Oberflächen. Diss. TU Dresden, 1963.

Intrat în redacție la 12.II.1968

Metoda pentru controlul statistic final al fabricației în serie de motoare asincrone

Bernard Oprendeck* — Timișoara

CZ 621.313.333—187 : 621.312.002.6

1. Controlul statistic al calității loturilor de mașini de inducție

Controlul tehnic de calitate trebuie să asigure urmărirea permanentă a desfășurării procesului de producție, în așa fel încît să permită prevenirea rebuturilor și să descopere rezervele de îmbunătățire a calității producției.

O metodă modernă de control, care a dat rezultate din cele mai bune și care în cazul producției de serie este intens aplicată în țările cu industrie dezvoltată [1]—[17], o reprezintă controlul statistic. Principalele avantaje ale aplicării controlului statistic sînt :

— prevenirea rebutului prin observarea în timp a tendințelor de evoluare a fenomenelor ;

— ridicarea calității producției prin urmărirea permanentă a încadrării cîmpului de împrăștiere în cîmpul de toleranță ;

— reglarea mașinilor-unelte se poate face pe bază științifică ;

— îmbunătățirea disciplinei de producție prin cunoașterea împrăștierii pe fabrică și între fabrici (pe ministere) ;

— îmbunătățirea concepției și a tehnologiei de fabricație prin cunoașterea toleranțelor necesare la realizarea produsului.

Această supraveghere a calității se poate efectua atît în diferitele faze ale procesului de producție, sub forma controlului interoperativ, cît și asupra produsului finit, sub forma controlului statistic final.

Standardele de stat referitoare la acest domeniu [18] tratează problema numai în general, fără a putea fi aplicate direct în sensul dorit la controlul final de serie la mașini de inducție.

Într-o lucrare anterioară [19] s-a arătat dezavantajele metodelor de control cunoscute [5], [6], printre care menționăm volumul mare de calcule și precizie redusă, care au făcut ca aceste metode să nu poată fi introduse în practica industrială.

2. Controlul statistic al calității mașinilor de inducție cu ajutorul calculatoarelor numerice

Din analiza metodelor propuse de literatură a rezultat cerința elaborării unei metode de control care să satisfacă următoarele cerințe în plus față de cele generale :

— să determine caracteristicile statistice (media, dispersia) ale datelor controlului de serie (curentul de mers în gol I_0, puterea de mers în gol P_0, curentul de scurtcircuit I_{sc}, puterea de mers în scurtcircuit P_{sc}) ale parametrilor fizici ai mașinii (impedanța Z_0, rezistența r_0 și reactanța X_0 de mers în gol și impedanța Z_{sc}, rezistența r_{sc} și reactanța X_{sc} de scurtcircuit) și ale tuturor parametrilor nominali (încălzirea ϑ, randamentul η, curentul relativ de pornire k_{Ip}, cuplul relativ de pornire k_{cp}, factorul de putere $\cos\varphi$ și cuplul maxim relativ λ) ;

— să asigure o precizie ridicată a calculelor și a concluziilor ;

— să determine limitele de încredere pentru parametrii statistici și eroarea estimației ;

— manopera cerută să fie minimă, corespunzătoare posibilităților reale unui stand de încercări industriale.

Realizarea acestor deziderate, deficitare la toate propunerile din literatură, implică rezolvări principial diferite ale problemei.

Cerința de precizie ridicată impune evitarea oricărui calcul bazat pe relații funcționale (diagrama cercului etc.) și impune, ca

*Dr. ing. *B. Oprendeck* este șef de lucrări la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic-Timișoara.

atare, folosirea numai a datelor certe experimentale.

Determinarea caracteristicilor statistice pentru toți parametrii importanți ai motorului, determinarea limitelor de încredere, a erorii estimației și asigurarea preciziei însăși a calculului impune un volum de calcule, inevitabil foarte mare. Limitarea la minimum a manoperei, în acest caz, este posibilă prin adaptarea celei mai moderne metode de calcul, respectiv folosirea în acest scop a unui calculator electronic numeric. Calculatorul o dată programat satisface cu ușurință necesarul de calcule în acest domeniu pentru toată economia națională.

2.1. *Programul operațiilor de control statistic elaborat pentru un calculator numeric*

Programul operațiilor ce trebuie efectuate de calculator rezultă pe baza cerințelor enumerate. Astfel, extrăgînd din lotul de analizat un eșantion de n motoare avînd datele controlului de serie U_{0i}, I_{0i}, P_{0i}; U_{sci}, I_{sci}, P_{sci}; $i = 1, 2, 3, \ldots n$, se trece la calculul parametrilor fizici Z_{0i}, r_{0i}, X_{0i}; Z_{sci}, r_{sci}, X_{sci} ai fiecărui motor, după formulele :

$$Z_i = \alpha_{\Delta Y} \frac{U_i}{I_i} \tag{1}$$

$$r_i = \alpha_{\Delta Y} \frac{P_i}{\sqrt{3} I_i^2} \begin{cases} \alpha_\Delta = 3 \text{ pentru conexiuni } \Delta \\ \alpha_Y = \frac{1}{3} \text{ pentru conexiuni } Y \end{cases}$$

$$X_i = \sqrt{Z_i^2 - r_i^2}$$

Ținînd seamă că în cadrul încercărilor de control măsurările nu sînt executate totdeauna riguros la tensiunea constantă nominală, respectiv curentul nominal, valorile trebuie recalculate. Abaterile fiind în general mici, corectura se poate efectua liniar, respectiv pătratic, la putere. Ca atare :

$$I_{Ni} = I_i \left(\frac{U_N}{U_i} \right); \qquad P_{Ni} = P_i \left(\frac{U_N}{U_i} \right)^2. \tag{2}$$

Avînd astfel datele inițiale pregătite, se poate trece la determinarea caracteristicilor statistice pentru fiecare mărime calculată în parte. Ținînd seamă că distribuția este normală [5], [6], valoarea cea mai probabilă a mărimii în cauză rezultă din :

$$\overline{X}' = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i, \tag{3}$$

unde x_i reprezintă valoarea mărimii cercetate pentru motorul cu numărul de ordine i din eșantionul de n motoare care se cercetează, iar dispersia conform [19] :

$$\sigma'_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (\overline{X}' - x_i)^2}{n-1}}. \tag{4}$$

Eșantionul extras din lot ar putea conține motoare cu defecte grosolane de fabricație. Acestea, avînd abateri mari la datele măsurate, determină un calcul eronat, întrucît motoarele în cauză nu aparțin lotului normal de fabricație. Ca atare, se elimină mașinile care au o probabilitate unilaterală mai mică de 0,0015 de a aparține lotului respectiv, care au :

$$x_i > \overline{X}' + 3\,\sigma'_x; \qquad x_i < \overline{X}' - 3\,\sigma'_X. \tag{5}$$

Cu mașinile rămase se reface după (3) și (4) calculul, obținîndu-se valorile $\overline{X}$ și $\sigma_{\overline{X}}$. Limitele de încredere L_i pentru mediile $\overline{X}$ rezultă conform [12] pentru un număr de n mașini cercetate de :

$$L_i = \overline{X} \pm 2 \frac{\sigma_x}{\sqrt{n}}; \qquad P = P\left[\left(\overline{X} - 2\frac{\sigma_x}{\sqrt{n}}\right) \leqslant \bar{x} \leqslant \left(\overline{X} + 2\frac{\sigma_x}{\sqrt{n}}\right)\right] = 0{,}95. \tag{6}$$

Acest interval cuprinde cu o probabilitate de 95% toate mediile selecțiilor corespunzătoare aceluiași lot. Din punctul de vedere al interpretării rezultă deci că, atît timp cît mediile probelor rămîn în acest interval de încredere, variația lor trebuie considerată nesemnificativă, respectiv, caracteristicile de fabricație ale loturilor au rămas neschimbate. Ieșirea mediilor din limitele de încredere denotă, cu o siguranță de 95%, că au apărut modificări în procesul de fabricație, care schimbă datele caracteristice ale loturilor de motoare.

Limita de încredere pentru dispersie rezultă în valori relative după Rancu și Tövissi [12], p. 307 de :

$$\frac{S}{\sigma} = \sqrt{\frac{\varkappa^2}{f}}; \quad f = n - 1, \tag{7}$$

unde :

n este numărul mașinilor din eșantionul cercetat ;

S — limita superioară a dispersiei reale a lotului la o probabilitate definită de :

$$P = f(\varkappa^2) = \frac{1}{2^{\frac{f}{2}} \Gamma\left(\frac{f}{2}\right)} (\varkappa^2)^{\frac{f}{2}-2} \cdot e^{-\frac{\varkappa^2}{2}}. \tag{8}$$

Ecuația $f(\chi^2)$ este tabelată [12, p. 824, tab. VII]. Alegîndu-se un nivel de semnificație P rezultă χ^2 care se introduce în ecuația (8). Pentru evaluarea caracteristicilor statistice ai parametrilor nominali se determină experimental și comparativ legătura cu datele controlului de serie. În vederea stabilirii acestei dependențe statistice trebuie analizate toate m probe de tip ale tipului de motor în cauză, respectiv executate noi probe dacă numărul lor este prea mic (de exemplu $m < 4$), ceea ce ar duce la mărirea erorilor estimației (15). Problema dezbătută pe larg în [17], [19] revine la stabilirea estimației, cunoscîndu-se pentru fiecare mașină valoarea parametrilor nominali și valorile datelor măsurate la controlul de serie pentru același motor, manopera fiind foarte redusă prin folosirea unui calculator numeric [23]. În acest scop datele controlului se grupează în expresii, denumite criterii, care trebuie să fie cît mai strîns legate de parametrul nominal urmărit. Expresiile acestor criterii după [17], [19] rezultă de :

$$\begin{cases} c_{\eta_i} = c_{\theta_i} = P_{0N_i} + P_{scN_i}\left(\dfrac{I_{nom}}{I_{scN_i}}\right)^2; \\ c_{I_{p_i}} = I_{scN_i}; \\ c_{\varphi_i} = c_{\lambda_i} = \dfrac{I_{scN_i}}{I_{0N_i}}; \\ c_{p_i} = P_{scN_i} - \dfrac{3}{\alpha_{\Delta y}} r_{1f} I^2_{scN_i}; \\ c_{\delta_i} = I_{0N_i}, \end{cases} \tag{9}$$

unde c_{η_i} este criteriul pentru randamentul η, $c_{\theta i}$, criteriul pentru încălzirea θ, $c_{I_{p_i}}$ pentru curentul de pornire, $c_{\varphi_i} = c_{\lambda_i}$ pentru factorul de putere, respectiv pentru cuplul maxim, c_{p_i} pentru cuplul de pornire, iar c_{δ_i} pentru întrefierul mașinii. Cunoscînd criteriile, pe baza celor m probe de tip ale mașinii în cauză, se verifică corelația. Gradul de corelație r_p rezultă după formula lui Pearson [12], [15] de :

$$r_p = \frac{\sum_{i=1}^{m} (\bar{p}^* - p_i)(\bar{c}^* - c_i)}{\sum_{i=1}^{m} (\bar{p}^* - p_i)^2 \cdot \sum_{i=1}^{m} (\bar{c}^* - c_i)^2}. \tag{10}$$

unde p_i și c_i reprezintă parametrul și criteriul corespunzător al unui motor, iar $\bar{p}^*$ și $\bar{c}^*$, mediile aritmetice (3) ale celor m motoare supuse la probe de tip. Gradul de corelație variază de la $r_p = (0-l)$, unde 0 înseamnă lipsă de legătură, iar l legătura pur funcțională, interpretarea valorilor intermediare fiind dată în [20], [21]. Determinînd și dispersia parametrilor σ_p^* și a criteriilor σ_c^* (4), rezultă ecuația dreptei de regresie, care caracterizează legătura cea mai probabilă între parametrul și criteriul său [17], [19] :

$$p = \bar{p}^* + r_p^* (c - \bar{c}^*) \frac{\sigma_p^*}{\sigma_c^*}. \tag{10 a}$$

Drept avantaj apare faptul că această legătură este în general cunoscută (respectiv se cunosc $\bar{p}^*$, $\bar{c}^*$, σ_p^*, σ_c^*, r_p^*) fiind absolut necesare la interpretarea datelor controlului de serie [17], [19], [22], [23], [24]. Cunoscînd deci corelația , respectiv dreapta de regresie, pe baza mediei criteriului $\bar{c}$ se estimează valoarea cea mai probabilă a parametrului nominal $\bar{p}$ din :

$$\bar{p} = \bar{p}^* + r_p^* (\bar{c} - \bar{c}^*) \frac{\sigma_p^*}{\sigma_c^*}. \tag{11}$$

Dispersia parametrilor nominali σ_p rezultă din considerentul proporționalității lor constante cu dispersia criteriilor σ_c.
Deci :

$$\sigma_p = \sigma_c \frac{\sigma_p^*}{\sigma_c^*}. \tag{12}$$

Rebutul probabil reprezintă procentul de mașini care depășesc limita de toleranță L_p stabilită prin standardele de stat :

$$R = P(p \leqslant L_p) = F(z) = \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{z} e^{\frac{z^2}{2}}\, dz; \tag{13}$$

$$z = \alpha \frac{\bar{p} - L_p}{\sigma_p}$$

$$\begin{cases} \alpha = -1 \ pt\ (\cos\varphi,\ k_{Cp},\ \eta,\ \lambda) \\ \alpha = +1 \ pt\ (\theta,\ k_{Ip}) \end{cases}$$

Calculînd deci variabila aleatorie normală z, din tabele cu funcția $F(z)$ [12, p. 808, tab. V], rezultă rebutul probabil.

Limitele cîmpului de dispersie (limita superioară X_s și limita inferioară X_i) care conțin cu 95% toate mașinile din lot rezultă de :

$$\begin{cases} L_p = \bar{p} \pm 2\sigma_p \begin{cases} X_s = \bar{p} + 2\,\sigma p \\ X_i = \bar{p} - 2\,\sigma p \end{cases} \\ P = P(\bar{p} - 2\,\sigma_p < p < p + 2\,\sigma_p) = 0{,}95 \end{cases} \tag{14}$$

Erorile de calcul influențate de numărul probelor de tip pentru motorul în cauză reprezintă din considerentele arătate în [17], [19] eroarea cu care se calculează mediile aritmetice. Admințînd un nivel de semnificație de 95%, eroarea maximă cu care se determină un parametru oarecare x este de :

$$\varepsilon_x = \frac{\pm 2\sigma_x}{X\sqrt{n}}. \tag{15}$$

Pe baza acestor considerente s-a făcut programarea propriu-zisă pentru calculatorul numeric MECIPT-1. În ipoteza introducerii integrale a matricelor cu date inițiale s-au putut face calculele pentru selecție care cuprind maximum 31 de mașini, ținînd seamă că memoria calculatorului, formată dintr-un tambur magnetic cu 1 024 adrese, conține în permanență programele de introducere și extracție. Principiile de programare și subprogramele corespund celor arătate în [16], [23]. Programul principal, ținînd seamă că apelul la subprogramare se face într-o formă comodă (instrucția de transfer cu revenire la MECIPT-1), poate fi considerat ca un program liniar.

Privit sub aspectul tehnico-economic a rezultat o eficiență netă a utilizării unui calculator numeric, cum și a programului elaborat. Astfel, pe lîngă un calcul statistic corect și precis, complet din punct de vedere tehnic (estimarea parametrilor nominali), s-a rezolvat și problema volumului de manoperă. Aceasta din punctul de vedere al întreprinderii este redusă la un minim posibil, la extragerea pe un borderou a datelor încercărilor de serie pentru motorul și lotul în cauză. Deși concluziile apar clar din calcule, pentru o urmărire ușoară a desfășurării în timp a fenomenelor, datele statistice se reprezintă printr-un poligon în trepte, în funcție de timp.

Variațiile mediei $\overline{X}$ indică existența unor cauze sistematice ca, reglarea necorespunzătoare a unei mașini-unelte etc. Variațiile dispersiilor denotă acțiunea unor cauze întîmplătoare subiective ca, jocurile prea mari ale sculelor, controlul insuficient, nerespectarea tehnologiei prescrise etc.

În interpretarea diagramei de control rezultă imediat, intuitiv și fără pretenții la calificare, concluziile necesare. Astfel, atît timp cît modulul $\overline{X}$ sau limitele cîmpului de dispersie X_s sau X_i rămîn în zona de încredere, variațiile în cauză pot fi considerate nesemnificative, întîmplătoare. Ieșirea din zona de încredere, respectiv observarea unei tendințe continue, denotă existența unui fapt real și sigur. Din figura 1, de exemplu, ar rezulta că între intervalele I-III, variația lui $\overline{X}$ este nesemnificativă. În III se produce o schimbare în procesul de producție care a modificat cert pe $\overline{X}$, iar în continuare persistă o tendință netă de scădere. Cîmpul de dispersie s-a restrîns în II, variază nesemnificativ în intervalul II-IV, crește sigur în V, menținîndu-se apoi constant. Mărirea dispersiei și scăderea modulului $\overline{X}$ determină apariția unui rebut. Diagrama are și rol de prevenire, arătînd clar o tendință de creștere a rebutului, respectiv necesitatea luării de măsuri în tehnologia de fabricație pentru prevenirea confecționării de motoare necorespunzătoare.

Numărul de eșantioane, numărul de motoare dintr-un eșantion, intervalele de timp între extragerile eșantioanelor depind de mărimea lotului și modul de realizare a acestuia în timp. Importanța economică a acestei probleme a determinat ca ea să fie cuprinsă chiar în standardizări (STAS 5880-58).

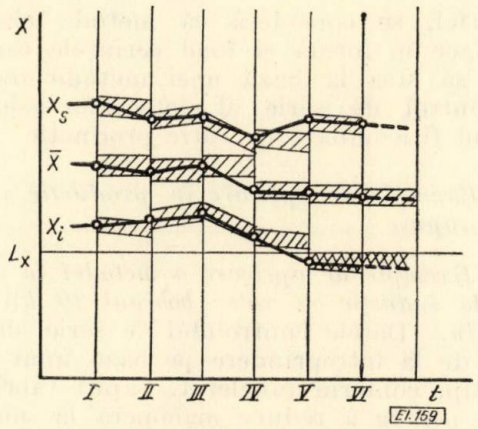


Fig. 1. Diagrama caracteristicilor statistice în funcție de timp: haşura ///// — zonele de încredere; haşura ///// plaja corespunzătoare rebutului.

Ținînd seamă de specificul producției de mașini electrice rezultă recomandarea ca, în medie, eșantionul extras să cuprindă 5—10%, minimum 2% din lotul de fabricație. Calculatorul folosit a fost programat pentru prelucrarea eșantioanelor cu un număr de $n = 31$ mașini, rezultînd pentru acest caz că se recomandă ca permanent și imediat ce în producție s-a terminat un lot de maximum 300—600 și, în orice caz cel mult 1 500 motoare, să fie extras un eșantion de 31 motoare, care să fie supus controlului statistic final de calitate. (În cazul concret al întreprinderii E.M.T., recomandarea a condus la extragerea lunară, maximum bilunară de eșantioane de control.)

În acest scop controlului de calitate de la platforma de încercare îi revin următoarele sarcini, cu totul reduse ca volum de muncă:

— să completeze lunar (sau ori de cîte ori lotul de motoare încercate din același tip se apropie de 300—600) un borderou tip cu datele măsurate la probele de serie la 31 de motoare;

— să figureze în graficele în cauză mărimile statistice determinate cu ajutorul unui calculator pe baza borderoului amintit;

— să interpreteze graficele și în caz de nereguli nesemnalate să se ia măsurile necesare de prevenire a rebuturilor.

Revăzînd în ansamblu problema, rezultă că indicațiile sînt corecte, fundate științific, cuprinzînd și estimarea parametrilor nominali. Rezultatele măsurărilor sînt prezentate sugestiv și de acces tuturor celor interesați, fără pretenții la calificare. Metoda este pe de-

plin justificată economic (costul global pentru analizarea unui lot de motoare în valoare de 100 000—1 000 000 lei revenind la 100—200 lei), iar manopera este redusă la un minimum posibil (extragerea datelor pe un borderou), întrucît calculatorul o dată programat satisface cu ușurință cerințele în acest domeniu a întregii economii naționale.

Astfel, se consideră că metoda elaborată satisface în formă și fond cerințele care trebuie să stea la baza unei metode statistice de control de serie al motoarelor asincrone, putînd fi asimilată de către producție.

2.2. *Exemple de aplicare în producție a metodei propuse*

a. *Exemple de aplicare a metodei la un motor de inducție cu rotor bobinat 20 kW/1 500 rot/min.* Datele controlului de serie sînt primite de la întreprindere pe baza unui borderou tip, conform tabelei 1. Capul tabelei, tipizat pentru a reduce manopera la un nivel posibil, conține datele inițiale constante pentru un tip dat de motor.

Astfel coloana întîia conține numărul mașinilor din eșantion $n = 31$, cifra $a_y = 01$ care informează calculatorul de conexiune Y al motorului, tensiunea nominală a încercării de mers în gol $U_{0n} = 380$ V, a încercării în scurtcircuit $U_{scn} = 110$ V, curentul nominal $I_n = 40{,}5$ A și rezistența pe fază $r_f = 0{,}1078$ Ω. Următoarele cinci coloane conțin rezultatele prelucrării statistice a tuturor datelor de tip, executate pentru tipul de motor în cauză. Aceste date sînt cunoscute, determinarea lor fiind necesară la controlul selectiv de serie [19], fiind date drept exemplu de calcul în [24]. Astfel, pentru mărimile nominale, încălzirea θ, randamentul η, curentul relativ de pornire k_{I_p}, cuplul relativ de pornire k_{cp}, factorul de putere cos φ se înscriu în tabelă, mediile M^*, dispersiile $2\sigma^*$, media criteriilor lor M_c^*, dispersiile criteriilor $2\sigma_c^*$ și coeficientul de corelație r^*, între parametrii și criteriile lor. Ultima coloană conține limitele standardizate L ale parametrilor nominali.

Pentru încălzirea θ, prelucrînd datele de timp, a reieșit media $M_\theta^* = \bar{\theta}^* = 65{,}05$°C, dispersia $2\sigma_\theta^* = 19{,}295$°C, media criteriilor $M_{c\theta}^* = \bar{C}_\theta^* = 2\,955$ W, dispersia criteriilor $2\sigma_{C\theta}^* = 424$ W, coeficientul de corelație $r_\theta = +0{,}5$, limita standardizată a încălzirii fiind $L_\theta = 65$°C.

Sub datele inițiale, în borderoul propriu-zis, se trec datele de la încercările de serie ale motoarelor din eșantionul extras (tensiunea la încercarea de mers în gol U_0, curentul de mers în gol I_0, puterea de mers în gol P_0, tensiunea de mers în scurtcircuit U_{sc}, curentul de mers în scurtcircuit I_{sc} și puterea de mers în scurtcircuit P_{sc}, pentru motorul cu numărul curent 1 pînă la 31).

Astfel, de exemplu, la motorul cu numărul curent 1, la platforma de încercări de serie s-a măsurat $U_0 = 370$ V, $I_0 = 15{,}4$ A, $P_0 = 1\,000$ W, $U_{sc} = 99$ V, $I_{sc} = 51{,}1$ A și $P_{sc} = 2\,250$ W.

Conform convenției de perforare, datele sînt trecute pe bandă și introduse în calculator. Pe baza programului de extracție, calculatorul tipărește tabela caracteristicilor statistice a datelor controlului de serie, în tabela 2, iar unele date de calcul, în tabela 3.

Astfel conform programului de lucru, calculatorul determină parametrii de mers în gol Z_0, r_0, X_0 și Z_{sc}, r_{sc}, X_{sc} după (1) pentru fiecare din cele 31 de motoare și reține datele în memoria sa. După terminarea operațiilor trece la calcularea mediilor necorectate M' (3), în cazul de față, eșantionul neconținînd defecte grosolane de fabricație (5), aceasta coincide cu media corectată M (de exemplu $M_{z0} = \bar{Z}_0 = 42{,}96221$ Ω). Cu ajutorul dispersiei, calculată după (4) la $2\sigma_{z0} = 8{,}68399$ Ω, se determină variația procentuală a mărimilor $V_{z0}\% = 20{,}21\%$. Final se tipăresc limitele cîmpului de dispersie (14).

În continuare calculatorul recalculează pentru fiecare motor datele controlului de serie la tensiunile nominale ale probei (2) (în cazul de față $U_{0n} = 380$ V, $U_{scn} = 110$ V) și trece apoi, ca și în cazul precedent, la determinarea datelor statistice (medii, dispersii etc.).

În etapa a treia, calculatorul, pe baza relațiilor (9), evaluează pentru fiecare motor întîi criteriile de control și apoi trece la calculul caracteristicilor statistice ale acestora. În cazul de față, de exemplu, pentru criteriul încălzirii a reieșit $M_{C\theta} = \bar{C}_\theta = 2\,651{,}618$ W, iar disperisa $2\sigma_{C\theta} = 294{,}047$ W. Cunoscîndu-se corelația dintre parametru și criteriu (respectiv media încălzirii a motoarelor supuse la probele de tip $\bar{\theta}^* = 65{,}03$°, dispersia $2\sigma_\theta^* = 19{,}295$°C, criteriile corespunzătoare $\bar{C}_\theta^* = 2\,955$ W, $2\sigma_{C\theta} = 424$ W și corelația $r_\theta = +0{,}5$) care apar, în cazul borderoului, drept date constante la un tip de motor, pe baza relațiilor (11) și (12) se estimează valoarea medie și dispersia parametrului nominal.

În cazul de față au rezultat $\bar{\theta} = 58{,}12698$°C și $2\sigma_\theta = 13{,}38124$°C. Ținînd seamă de limita standardizată a încălzirii $L_\theta = 65$°C, calculatorul determină abaterea normată Z (13) care caracterizează rebutul probabil. În cazul de față a reieșit $z_\theta = -1{,}02726$, căreia din tabele ([12], p. 803, tab. V) îi corespunde rebutul probabil de $R_\theta = 15{,}15\%$.

În tabela 3 pentru creșterea preciziei calculelor s-au evaluat erorile de calcul și limitele de încredere pentru mediile și disperiile respective. Considerînd că eșantionul conține $n = 31$ de mașini după (6), rezultă limitele

Tabela 1

Zi	n = 31		d = 01				M*			2σ*			M_c^*			$2\sigma_c^*$			r*			L					
U_{on}	3	8	0	0	0	0	θ	6	5	0	3	0	0	1	9	2	9	5	0	2	9	5	5	0	0	0	4	2	4	0	0	+0	5	0	0	0	0	6	5	0	0	0	0
U_{scn}	1	1	0	0	0	0	η	8	8	4	1	9	0	0	1	5	0	7	0	2	9	5	5	0	0	0	4	2	4	0	0	−0	7	0	0	0	0	8	2	6	0	0	0
I_n	0	4	0	5	0	0	k_{I1p}	4	9	3	0	0	0	1	7	6	7	0	0	0	5	7	0	3	0	0	1	3	3	1	0	+0	5	0	0	0	0	7	0	0	0	0	0
I_f	0	1	0	7	8	0	k_{cp}	1	2	0	0	0	0	0	2	3	0	0	0	1	9	4	3	0	0	0	7	3	7	1	0	+0	5	0	0	0	0	1	3	0	0	0	0
							cos φ	8	5	2	5	0	0	0	0	4	8	5	0	0	3	4	8	8	0	0	0	9	7	5	0	−0	7	7	3	0	0	8	2	6	0	0	0

Nr. crt.	Datele încercării în gol																Datele încercării în scurtcircuit														Observații
	U_0						I_0						P_0				U_{sc}						I_{sc}						P_{sc}					
1	3	7	0	0	0	0	1	5	4	0	1	0	0	0	0	0	0	9	9	0	0	0	5	1	1	0	2	2	5	0	0	
2	3	3	5	0	0	0	1	2	2	0	0	9	6	0	0	0	0	9	4	4	0	0	4	6	0	0	1	8	0	0	0	
3	3	7	5	0	0	0	1	5	6	0	1	0	0	0	0	0	0	9	8	0	0	0	5	1	0	0	2	3	5	0	0	
4	3	7	0	0	0	0	1	4	9	0	1	0	4	0	0	0	0	9	9	2	0	0	4	8	2	0	2	2	0	0	0	
5	3	3	5	5	0	0	1	2	6	0	0	8	8	0	0	0	0	9	3	8	0	0	4	6	6	0	1	9	0	0	0	
6	3	7	2	5	0	0	1	6	5	0	1	0	0	0	0	0	0	9	8	0	0	0	4	9	0	0	2	1	5	0	0	
7	3	4	9	5	0	0	1	3	8	0	0	9	4	0	0	0	0	9	4	0	0	0	4	8	0	0	2	0	5	0	0	
8	3	3	4	0	0	0	1	2	8	0	0	9	6	0	0	0	0	9	4	2	0	0	4	6	2	0	2	1	0	0	0	
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	
31	3	3	4	0	0	0	1	4	1	0	1	2	0	0	0	0	0	9	3	6	0	0	5	0	0	0	0	0	2	2	0	

Semnificația datelor:

Datele comparative ale încercărilor de serie, semnificația notațiilor fiind: n – numărul mașinilor din eșantionul extras; $a_Y = 01$ – caracterizează conexiunea Y ($a_\Delta = 03$ conexiunea Δ); M^*, $2\sigma^*$ – M_c^* $2\sigma_c^*$ – mediile și dispersiile parametrilor nominali (θ, η, k_{I1p}, k_{cp}, cos φ) și ale criteriilor lor (c_θ, c etc.); r^* – coeficienții de corelație. Mărimile notate cu asterisc (*) sînt cunoscute de la analiza statistică comparativă a probelor de tip; L – limita de toleranță pentru parametrul nominal; U_0, I_0, P_0 – măsurările de la proba de mers în gol; U_{sc}, P_{sc} – măsurări de la proba de mers în scurtcircuit.

Tabela 2

Determinarea caracteristicilor statistice ale probelor de serie cu ajutorul calculatorului electronic numeric MECIPT-1
Motorul 20 kW/1 500 rot/min, 220/380 V

Valoarea pentru lin A	M'	M	$2\sigma'$	2σ	N	N_r	n_s	n_i	$V\%$	$M-2\sigma$	M	$M+2\sigma$			
A Z_0	42,96221	42,96221	68,68399	08,68399	31	31	00	00	020,210	34,27821	42,96221	51,64621			
A r_0	04,96721	04,96721	02,53024	02,53024	31	31	00	00	050,938	02,43697	04,96721	07,49746			
A X_0	42,66686	42,66866	08,45984	08,45984	31	31	00	00	091,827	34,20702	42,66686	51,12671			
A Z_{sc}	03,46570	03,46570	00,29041	00,29041	31	31	00	00	008,379	03,17528	03,46570	03,75611			
A r_{sc}	00,91789	00,91212	00,10358	00,08588	31	31	00	00	009,418	00,82624	00,91212	00,99801			
A X_{cs}	03,34154	03,34154	00,28983	00,28983	31	31	00	00	008,678	03,05171	03,34154	03,63138			
A I_{0N}	015,4785	015,4785	003,2720	003,2720	31	31	00	00	021,139	012,2065	015,4785	018,7506			
A P_{0N}	1 146,031	1 146,031	0195,194	016,194	31	31	00	00	017,119	0949,837	1 146,041	1 342,226			
A I_{scN}	055,0712	054,7936	004,7829	003,8452	31	31	00	00	007,017	050,9484	054,7936	058,6389			
A P_{scN}	2 783,123	2 783,123	0445,575	0445,575	31	31	00	00	016,009	2 337,548	2 783,122	3 228,698			
A C_θ	2 651,618	2 651,618	0294,047	0294,047	31	31	00	00	011,089	2 357,570	2 651,618	2 945,665	2 602,649		
B θ	65,02999	19,29499	2 954,999	0423,999	0,4999		13,36124			023,020	44,74574	58,12698	71,50823	64,99999	−01,02726
A C_η	2 651,618	2 651,618	0294,047	0294,047	31	31	00	00	011,08	2 357,570	2 651,618	2 945,665	4 501,177		
B η	88,41899	01,50699	2 954,999	0423,999	0,699999		01,0451			001,171	88,12867	89,17378	90,21890	82,59999	−12,58000
A C_φ	03,358807	03,58807	00,64253	00,64255	31	31	00	00	017,907	02,94552	03,58807	04,23063	02,97799		
B cos φ	0,8524999	04,84999	03,48799	00,98499	0,772999		03,19628			003,732	08,24384	08,563475	08,883104	08,259999	−01,89892
Valoare pentru lin B	M_p^*	$2\sigma_p^*$	M_c^*	$2\sigma_c^*$	r_c^*		$2\sigma_p$			V_p %	$M_p-2\sigma_p$	M_p	$M_p-2_p\sigma$	L_p	Z

Semnificația mărimilor din tabelă:
M' – media necorectată; σ' – dispersia necorectată; M – media corectată prin eliminarea mașinilor cu defecte grosolane; σ – dispersia corectată prin eliminarea mașinilor cu defecte grosolane; N – numărul mașinii din eșantionul cercetat; N_r – numărul de mașini rămase după eliminare; n_s – numărul de mașini eliminat pentru valori prea mari; n_i – numărul de mașini eliminat pentru valori prea mici; $V\%$ – variația procentuală a mărimilor; L_p – limita parametrului fixată prin STAS; Z – abaterea normată; I_{0N}, P_{0N}, I_{scN}, P_{scN} – valorile recalculate a datelor inițiale; Z_0, r_0, X_0, Z_{sc}, r_{sc}, X_{sc} – parametrii fizici calculați pe baza datelor inițiale; M_p^*, σ_p^*, M_c^*, r_p^*, p – mărimi cunoscute anterior de la probele de tip; θ, η, cos φ – mărimile nominale estimate pe baza criteriilor; $M \pm 2\sigma$ – limitele de împrăștiere.

Tabela 3

Date de calcul

Date inițiale: $n = 31$, $\sqrt{n} = 5{,}56$, $\left\{ \sqrt{\frac{\chi^2}{n-1}} = 1{,}2, \quad P = 0{,}95 \right.$ 20 kW/1 500 rot/min, 380 V, Y

	r_0	X_0	r_{sc}	X_{sc}	I_0	P_0	I_{sc}	P_{sc}	θ	η	cos φ
$V\%/\sqrt{n}$	9,15	3,56	1,7	1,56	3,85	3,08	1,26	2,88	4,13	0,21	0,67
M	0,497	42,667	0,912	0,3341	15,479	1 116,03	54,794	2 783,12	58,13	89,174	0,856
$M + 2\sigma/\sqrt{n}$	5,425	44,187	0,927	3,303	16,067	1 181,35	55,485	2 863,32	60,53	89,362	0,86174
$M - 2\sigma/\sqrt{n}$	4,515	41,147	0,897	3,289	14,891	1 110,73	54,103	2 702,92	55,73	88,986	0,85026
$2\sigma\sqrt{\chi^2}/n\text{-}1$	3,04	10 16	0,103	0,347	3,92	2 235,4	4,61	534	16,05	1,254	0,0383
$M + 2\sigma\sqrt{\ldots}$	8,01	52,827	1,015	3,688	19,339	1 381,43	59,504	3 318,12	74,18	90,428	0,8943
$M - 2\sigma\sqrt{\ldots}$	1,93	32,507	0,809	2,934	11,559	910,63	50,184	2 248,12	42,08	87,920	0,8177

Semnificația datelor:
$\frac{V\%}{\sqrt{n}}$ – erorile maxime posibile (la o semnificație de 0,95); $M \pm \frac{2\sigma}{\sqrt{n}}$ – limitele de încredere pentru medii; $M \pm 2\sigma \sqrt{\frac{\chi^2}{n-1}}$ – limitele de încredere pentru limitele de împrăștiere.

de încredere pentru medii (de exemplu, $\theta_1 + \vartheta_s = 55 \cdot 73 - 60 \cdot 53°C$). Citind în tabele la $n = 31$ şi o probabilitate de $P = 0{,}95$ [12], p. 824, tab. VII, rezultă $\frac{\chi^2}{n-1} = 1{,}2$. Astfel, conform (7) şi (8) se pot estima

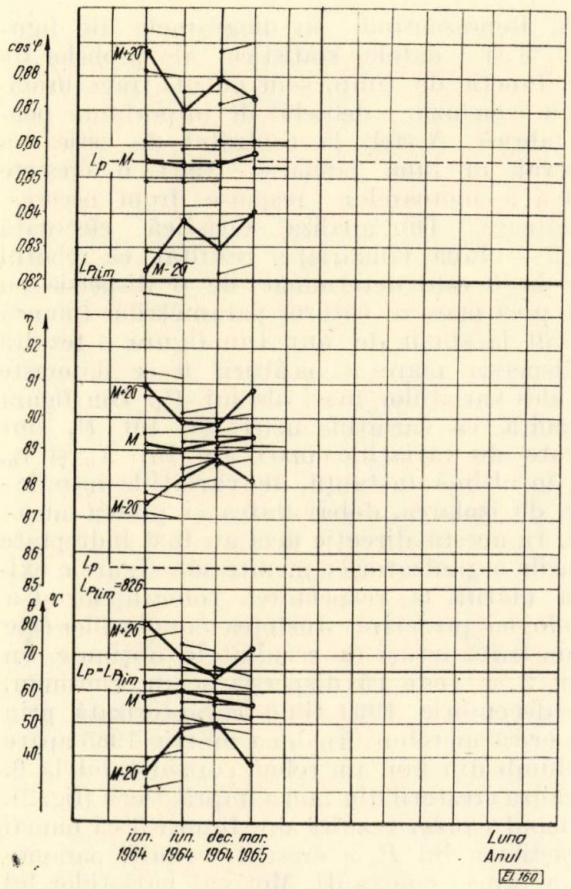


Fig. 2. Graficul variaţiilor caracteristicilor statistice ale mărimilor nominale.

limitele de încredere pentru dispersii, erorile de calcul rezultînd după (15).

Astfel, s-a determinat în esenţă mediile, limitele cîmpului de dispersie şi limitele de încredere a acestora, atît pentru mărimile măsurate, cît şi pentru parametrii nominali, estimaţi pe baza lor. Reprezentînd aceste date în funcţie de timp, se obţin figurile 2, 3 şi 4. În figura 2, de exemplu, este reprezentată variaţia în timp a parametrilor nominali, respectiv a mediei lor $M = \overline{P}$ şi a limitelor cîmpului de împrăştiere $M \pm 2\sigma$, iar cu liniile subţiri apar limitele de încredere pentru variaţiile acestora. De asemena, s-au figurat valoarea nominală a parametrului L_p şi valoarea limită admisă $L_{p\,lim}$ a acestuia. Analizînd variaţiile mediilor, ale cîmpului de dispersii şi poziţia acestora în raport cu cîmpul de toleranţe standardizat, se pot obţine date necesare unei conduceri ştiinţifice a procesului de producţie. Concluziile au fost rezumate într-un buletin de analiză, conform celor folosite în aplicaţiile industriale ale metodei propuse, graficele apărînd în figurile 2, 3 şi 4.

a.1. Motorul analizat:

puterea nominală, $P_n = 20$ kW;
turaţia sincronă, $n_1 = 1\,500$ rot/min;
tensiunea nominală, $U_n = 380$ V;
conexiunea, Y;
curentul nominal $I_n = 40{,}5$ A;
rezistenţa statorică pe fază $r_{1f} = 0{,}1078\ \Omega$;
tensiunea nominală la scurtcircuitul de probă $U_{scn} = 110$ V.

a.2. Intervalul de timp în care se încadrează lotul analizat: I—1965

a.3. Parametrii nominali, rebutul şi erorile evaluate pe baza tabelei 2 sînt prezentate în tabela 4.

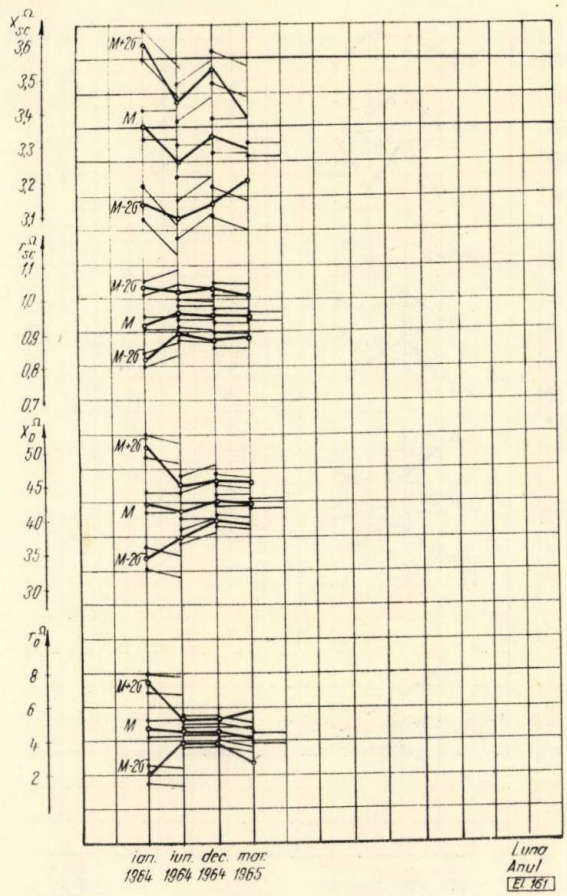


Fig. 3. Graficul variaţiilor caracteristicilor statistice a măsurărilor de control.

Concluziile numerice ale buletinelor, corespunzătoare lunilor în care s-au făcut sondajele pentru urmărirea statistică continuă a motorului, sînt reprezentate în graficele din figurile 2, 3 şi 4, unde cu L_p s-a notat valoarea

Tabela 4

Parametrul	θ °C	η, %	cos φ
$M - 2\sigma$	44,746	88,1287	0,8244
M	58,13	89,174	0,856
$M + 2\sigma$	71,5082	90,2189	0,8883
nominal	65	85,5	0,855
limită standard	65	82,6	0,826
Rebutul R, % posibil	15,15	0	2,94
Eroare de calcul ε, %	4,13	0,21	0,67

nominală și cu $L_{p\,lim}$, valoarea limită de toleranță a parametrului nominal.

a.4. *Concluzii.* Concepția tehnică și tehnologică a mașinii este corectă, ceea ce rezultă din buna plasare a valorilor medii. Are însă în fabricație un procentaj de rebut posibil prea mare la încălzire și la cos φ ($R_\theta = 15{,}15\%$; $R_{\cos\varphi} = 3\%$). Cauza rebutului rezidă într-o dispersie cu mult prea mare a curentului de mers în gol și a pierderilor de mers în gol.

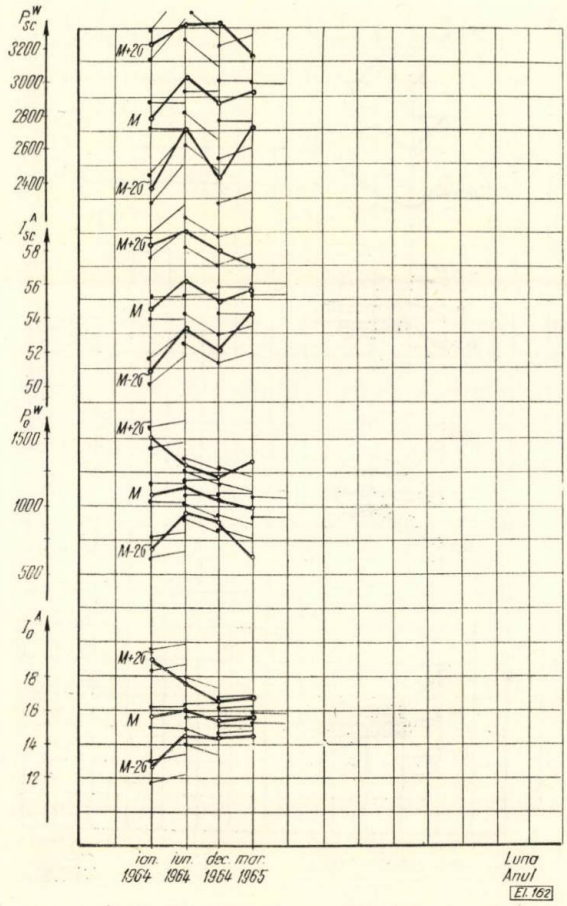


Fig. 4. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale parametrilor motorului.

Aceștia la rîndul lor sînt cauzați de un întrefier și de pierderi în fier ce variază mult.

Se recomandă un control mai exigent la respectarea întrefierului (diametru rotor și stator), precum și la debavurarea, izolarea și confecționarea pachetului statoric.

Se impune o urmărire statistică continuă la θ și cos φ, unde procentajul de rebut trebuie redus, existînd pericolul ca la creșterea dispersiilor acestea să depășească limita de toleranțe.

a.5. Reprezentînd în diagramele din figurile 2, 3 și 4 datele statistice ale probelor de serie, funcție de timp, s-au putut trage următoarele concluzii, deosebit de importante pentru fabrică. Astfel, la controlul de serie s-a observat în luna ianuarie 1964 o creștere masivă a motoarelor respinse drept necorespunzătoare. Din analiza statistică efectuată (fig. 2 — luna ianuarie) a rezultat că rebutul mare la θ este determinat de o dispersie cu mult prea mare a tuturor parametrilor (munca în asalt la sfîrșit de an). Din figura 3 rezultă că dispersia mare a încălzirii θ se datorește mai ales variațiilor mari ale lui P_0. Din figura 4 rezultă că variațiile mari ale lui P_0 sînt cauzate de variațiile mari ale lui X_0 și r_0, deci, în ultimă instanță, de variațiile întrefierului, de izolarea, debavurarea și pilirea ancoșelor. În acestă direcție deci au fost îndreptate măsurile organizatorice menite să asigure o exigență mărită la respectarea toleranțelor și a tehnologiei prescrise. Justețea concluziilor este demonstrată însăși de rezultatele obținute. În figura 2 se vede că dispersia scade continuu, luna decembrie 1964 fiind caracterizată prin lipsa oricărui rebut. În luna martie 1965 apare în schimb din nou un rebut considerabil la θ, din cauza creșterii din nou a împrăștierii (fig. 2). Analizînd cauza, rezultă din figura 3 că numai împrăștierea lui P_0 a crescut, ceilalți parametrii au rămas constanți. Motivul variațiilor lui P_0 rezultă din figura 4, observînd tendința de creștere a dispersiei lui r_0, adică, în ultimă instanță, urmarea debavurării incorecte și a eventualelor piliri ale ancoșelor. Observînd aceste tendințe, s-au putut lua măsurile de prevenire a rebutului mare care ar fi luat naștere în lipsa acestei sesizări.

b. Exemplul de aplicare a metodei la un motor de inducție de 14 kW/1 500 rot/min în dublă colivie. În exemplul de față se prezintă un alt caz tipic rezultat din asimilarea de către industrie a procedeului elaborat. Metodica de lucru fiind exact aceeași, se prezintă numai rezultatele finale, diagramele cu variațiile în timp a caracteristicilor statistice (fig. 5, și 7). Analizînd diagrama parametrilor nominali din figura 5, se observă în primul rînd că împrăștierea tehnologică a fost la început practic constantă, iar procesul de fabricație a fost foarte stabil sub acest aspect. Doar în luna iulie 1964 se observă o creștere a împrăștierii care determină apariția unui rebut mic la θ

și cos φ. Caracteristic față de exemplul precedent (punctul a) este faptul că la o împrăștiere practic constantă, variațiile ce au loc se datoresc unor cauze sistematice, care determină o variație continuă a parametrilor. Astfel, pînă în iunie 1964, încălzirea este în permanentă creștere; k_{cp}, k_{lp}, η, în permanentă scădere. Doar la cos φ se observă existența unui maxim urmat de o scădere netă și continuă. Motivul acestei variații rezultă din figura 6, observîndu-se că P_{sc}, I_{sc} scad continuu, P_0 crește, iar I_0 prezintă un minim urmat de o creștere continuă. Cauza acestor fenomene este elucidată de diagrama din figura 7. Se observă că pînă în iulie 1964 X_{sc} și r_{sc} sînt în continuă creștere, atît în ceea ce privește media, cît și împrăștierea. Creșterea lui I_{sc} poate fi provocată de așezarea necorespunzătoare a tolelor, de variația sistemului magnetic la ancoșele rotorice etc. Așezarea proastă determină și creșterea dispersiei la X_{sc} și la r_{sc}, turnarea fiind proastă, apărînd bare strangulate. Creșterea continuă a lui r_0, practic independent de X_0 (deci de întrefier), trebuie atribuită debavurării și izolării defectuoase ale pachetului. Variația lui X_0 prezintă un maximum, respectiv întrefierul δ are un minim, urmat de o tendință de creștere continuă a întrefierului și a dispersiei acestuia. Acest fapt se reflectă natural în I_0 și final în cos φ, determinînd la continuarea producției și în lipsa de măsuri adecvate, un rebut masiv. Prevenirea însă a fost posibilă, fiind tocmai o caracteristică și un avantaj principal al metodelor statistice și deci și a metodei elaborate. Prevenit fiind de eminența unui rebut considerabil din cauza neîncadrării seriei de fabricație în limitele de toleranțe ale încălzirii θ și ale factorului de putere cosφ, întreprinderea a putut analiza situația și a putut lua măsurile tehnico-organizatorice corespunzătoare.

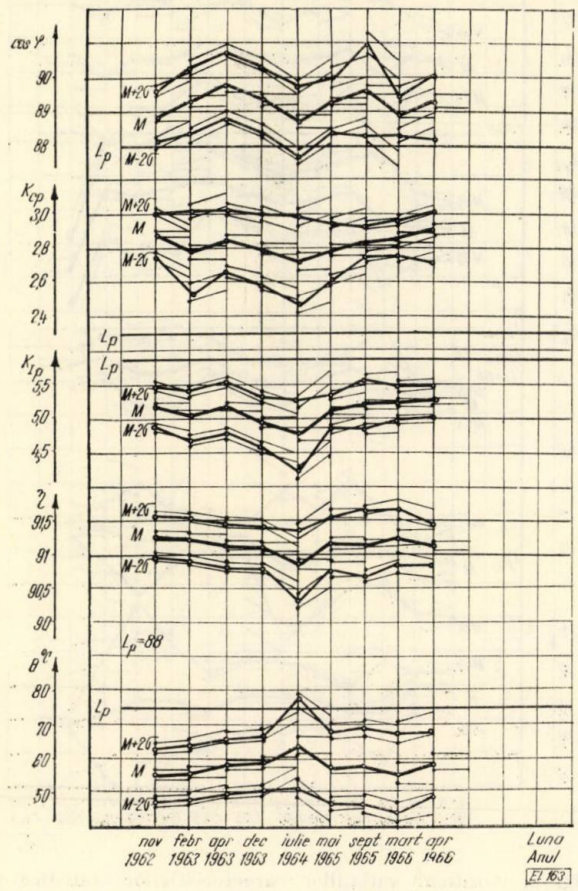


Fig. 5. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale mărimilor nominale.

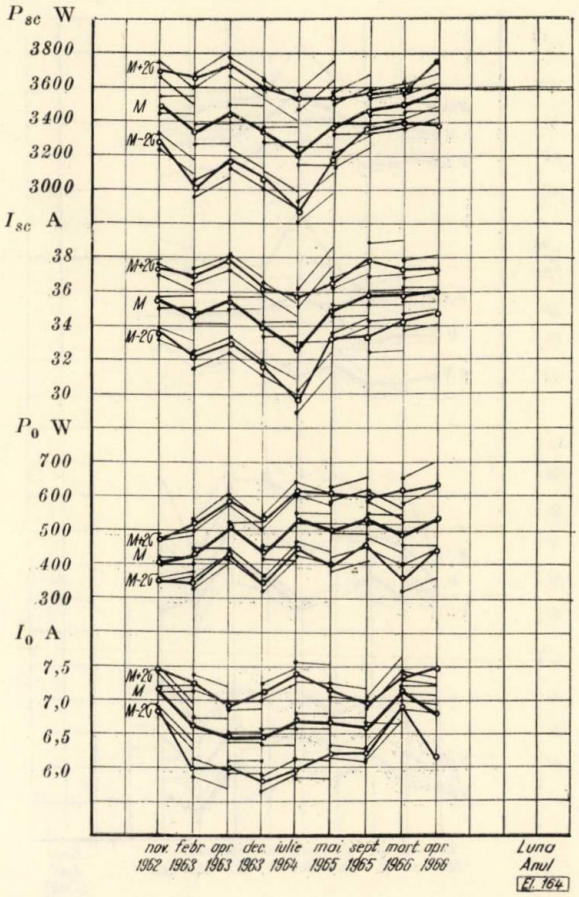


Fig. 6. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale măsurărilor controlului de serie.

Astfel, s-a prevăzut o izolare suplimentară a tolelor rotorice cu silicat de sodiu, s-au luat măsuri organizatorice menite să asigure o împachetare mai corectă, menite să asigure un întrefier constant în cadrul seriei de fabricație.

Justețea concluziilor trase anterior și eficiența măsurilor luate rezultă clar din diagramele prezentate, unde (fig. 7) se observă mai ales la r_{sc} și X_{sc} o reducere masivă a împrăștierii și o variație în bine a valorilor medii. Para-

metrii de mers în gol au fost mai puțin afectați de măsurile luate, ceea ce rezultă și din figura 8. Utilitatea măsurilor luate apare cel mai clar sub aspectul că seria în continuare (după iulie 1964) se încadrează în cîmpul de toleran-

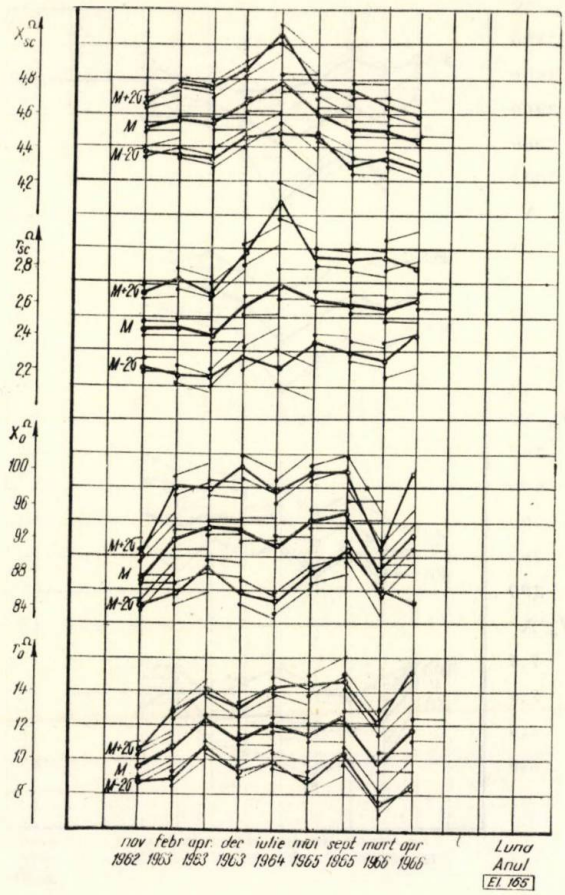


Fig. 7. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale parametrilor motorului.

țe al parametrilor nominali, rezultînd un proces de producție maturizat și stabil, atît sub aspectul împrăștierii, cît și sub aspectul valorilor medii.

c. *Exemplu de aplicare în producție a metodei urmărindu-se statistic un motor de 10 kW/1 500 rot/min.* Se prezintă în cele ce urmează rezultatele finale obținute prin controlul periodic (în fiecare lună de fabricație) al unui motor de inducție, pe baza metodei elaborate. Diagramele cu variațiile parametrilor în timp apar în figurile 8, 9 și 10. După omologarea și punerea în fabricație a motorului, analiza statistică din luna mai 1964, confirmată de cea din octombrie 1964 a dovedit existența unui rebut intolerabil la η și θ. Studiind diagramele a rezultat că nu împrăștierea, ci însăși cauze sistematice determină ca valoarea cea mai probabilă a parametrilor să fie chiar la limita de toleranță. Ca atare trebuiau luate măsuri pentru micșorarea pierderilor în fier respectiv, pentru micșorarea lui r_0 (întrefier puțin mărit, debavurare, izolare mai conștiincioasă). De asemenea, trebuiau reduse pierderile nominale în înfășurări, respectiv redus r_{sc} printr-o turnare mai bună, aluminiu cu conținut de fier redus etc.

Eficacitatea măsurilor a fost evidențiată prin îmbunătățirea sistematică a valorilor celor mai probabile ale parametrilor. Totuși în luna decembrie 1964 au apărut rebuturi mari la θ, η și chiar la cos φ. Analiza statistică a găsit imediat cauza, care la data aceasta rezidă într-o împrăștiere mare a datelor, drept urmare a muncii de asalt de la finele anului.

Din figura 10 rezultă că, cauza fundamentală rezidă în dispersia mare a lui X_{sc} — așezare incorectă a tolelor — determinînd prin strangularea barelor și dispersii foarte mari la r_{sc}. Luînd măsurile organizatorice cuvenite în luna februarie 1965, procesul de producție s-a desfășurat normal, cu un oarecare rebut în dispariție la η. Începînd din luna februarie

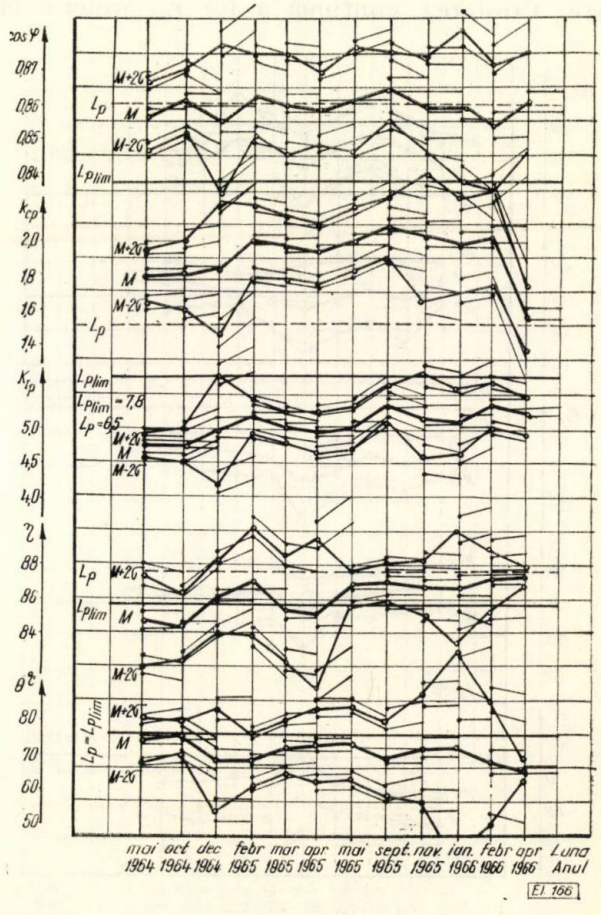


Fig. 8. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale mărimilor nominale.

1965 se semnalează însă o înrăutățire continuă a parametrilor, atît ca medie, cît și ca dispersie (fig. 8). Din diagrama din figura 9 se observă că motivul variațiilor rezidă în scăderea continuă a mărimilor P_{sc}, I_{sc}, I_c. Cauza acestor

fenomene se observă în figura 10, unde toți parametrii (r_{sc}, X_{sc}, r_0, X_0) sînt într-o sistematică a mediei, iar X_{sc} și mai ales r_{sc} și într-o creștere continuă a dispersiei. Deci, așezarea tolelor și, mai ales, turnarea lasă din nou de dorit. Prevenirea rebutului pe cale de apariție s-a putut face din timp, luînd măsuri pentru remedierea cauzelor amintite. Astfel, s-au luat măsuri pentru micșorarea pierderilor suplimentare, ceea ce a îmbunătățit η și θ, mărindu-se întrefierul. De asemenea, s-a acordat o mai mare atenție controlului împachetării și turnării rotorului. Ca urmare, începînd din luna mai 1965, în figura 10 se observă o ușoară scădere a lui X_0 și o micșorare pronunțată, utilă lui r_{sc}, atît ca medie, cît și mai ales ca împrăștiere. În final, din figura 8 se deduce că s-a reușit potrivirea seriei în cîmpul de toleranțe al încălzirii și al randamentului η. Munca de asalt de la sfîrșitul anului 1965 a determinat apariția la standul de încercări a unui număr mare de mașini ce nu se încadrau în

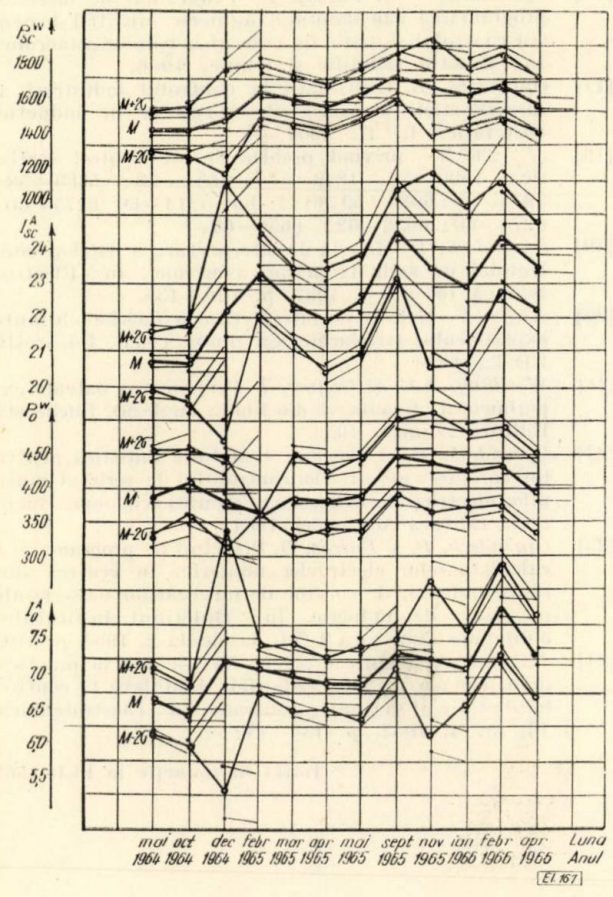


Fig. 9. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale măsurărilor controlului de serie.

cîmpul de toleranțe, mai ales la θ și η, cum și la cos φ. Analiza statistică (fig. 8) a arătat clar că împrăștierea este mare, ceea ce se observă în figura 9 și la P_{sc}, I_{sc} și I_0. Din figura 10 se vede că, în intervalul noiembrie 1965 — ianuarie 1966, toți parametrii fizici r_0, X_0, r_{sc}, X_{sc} prezintă împrăștieri mult mărite. Ca atare, drept concluzie, a rezultat recomandarea măririi imediate a exigenței controlului interoperativ. Drept rezultat, din figura 10, se ob-

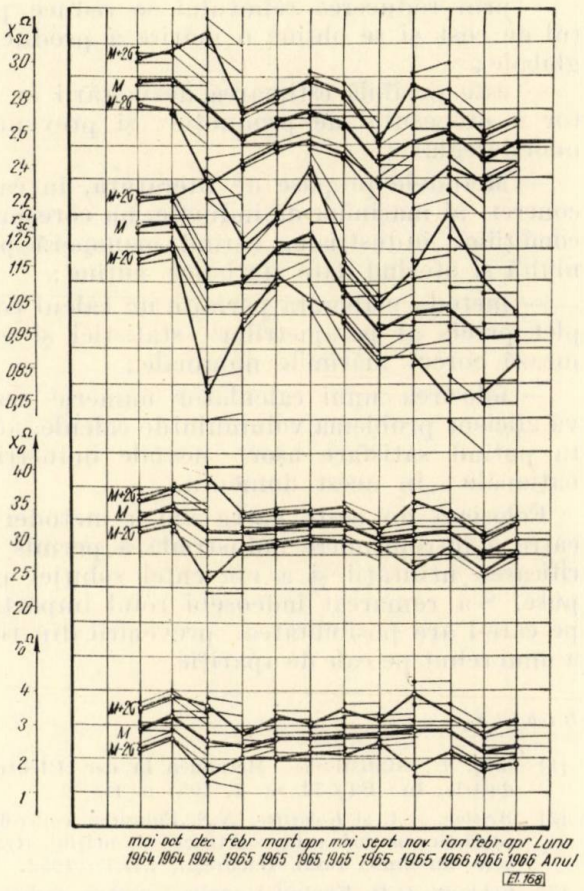


Fig. 10. Graficul variațiilor caracteristicilor statistice ale parametrilor motorului.

servă că la începutul anului 1966 împrăștierea valorilor este în continuă scădere, ceea ce face ca și mărimile nominale (fig. 8) să-și reducă împrăștierea valorilor, tinzînd să se încadreze cu toată seria în cîmpul de toleranțe. Astfel, la ultima analiză, din aprilie 1966 rezultă că seria corespunde cerințelor normelor, însă se evidențiază o tendință de apariție de rebut din cauza unui cuplu (k_{ep}) prea mic.

3. Concluzii privind controlul statistic al calității loturilor de mașini de inducție

Revăzînd în asamblu problema controlului statistic a loturilor de fabricație de mașini de inducție, au rezultat următoarele :

— aplicarea controlului statistic este necesar și util, avînd eficiența economică ridicată ;

— cunoașterea valorilor celor mai probabile și a cîmpului de dispersie permite o proiectare pe bază de coeficienți de siguranță calculați

științific, o reglare pe bază rațională a mașinilor și cunoașterea cauzelor dereglărilor;

— comportarea datelor între întreprinderi (pe ministere) permite îmbunătățirea disciplinei de fabricație în întreprinderi și între întreprinderi;

— prin reducerea rebutului se reduce prețul de cost și se obține o mărire a producției globale;

— este posibilă estimarea dezvoltării în viitor a procesului de producție și prevenirea unor dereglări;

— Metodele propuse de literatură, în cazul concret al mașinilor de inducție, nu corespund condițiilor industriale, cerînd manoperă prea multă și oferind date statistice puține;

— metoda elaborată permite un calcul complet precis al parametrilor statistici și estimează corect mărimile nominale;

— folosirea unui calculator numeric rezolvă eficient problema volumului de calcule, acesta putînd satisface ușor nevoile industriale naționale în acest domeniu.

Folosirea de peste patru ani a metodei de către o întreprindere industrială a permis verificarea utilității și a eficienței soluției propuse. S-a remarcat îndeosebi rolul important pe care-l are posibilitatea prevenirii din timp a unui rebut pe cale de apariție.

Bibliografie

[1] *Graf, U.* Statistische Methoden in der Elektroindustrie. În: ETZ-**72**. nr. 1, 1951 p. 1.

[2] *Aristov, A.I.* și *Kolderțev, N.S.* Folosirea controlului statistic în uzina de construcții de mașini (traducere din limba rusă). București, I.D.T., 1952.

[3] *Goldberg, O.D.* Kontrol i analiz kacestva trehfaznih asinhronnih elektrodvigatelei v serinom proizvodstve po rezultate kontrolnih ispîtanii. Disertație, NII-MEP, 1954.

[4] *Dunin, I.V.* și *Barkovski-Smirnov, N.V.* Teoria probabilităților și statistica matematică în tehnică (traducere din limba rusă). București, Editura Academiei, 1955.

[5] *Soroker, T.G.* și *Goldberg, O.D.* Statisticeskii kontrol kacestva asinhronnih elektrodvigatelei v seriinom proizvodstve. În: Vestnik elektropromîșlenosti **27**, nr. 6, 1956, p. 19.

[6] *Goldberg, O.D.* Analiz materialov kontrolnih ispîtanii asinhronih elektrodvigatelei metodami matematiceskoi statistiki. În: Vestnik elektropromîșlenosti **27**, nr. 12, 1956, p. 22.

[7] *Jitomirski, S.I.* și *Borbeeva, A.I.* Statisticeskii kontrol asinhronnih elektrodvigatelei prin kontrolnih ispitaniah. În: Vestnik elektropromîșlenosti **27**, nr. 12, 1956, p. 12.

[8] *Trifonov, I.P.* Primenenie statisticeskovo analiz kacestva producții na zavode Elektrougli. În: Vestnik elektropromîșlenosti **27**, nr. 12, 1956, p. 16.

[9] *Schindowscki.* Schürtz-Statistische Qualitätskontroll. Berlin. VEB Verlag Technik, 1959.

[10] *Solonin, I.S.* Matematiceskaia statistika v tehnologii mașinostroienie. Moscova, Mașghiz, 1960.

[11] *Oprendeck, A.* și *Oprendeck, B.* Unele probleme cu privire la aplicarea calculului probabilităților în controlul tehnic. În: Metalurgia și Construcția de Mașini **XII**, august 1960, p. 730.

[12] *Rancu, N.* și *Tővissi, L.* Statistica matematică cu aplicații în producție. București, Editura Academiei, 1963.

[13] *Fabian, T.* Metode ale statisticii matematice cu aplicație la controlul calității motoarelor electrice de putere mică produse în serie mare. În: Electrotehnica **11**, nr. 10, 1963, p. 361—368.

[14] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Asupra eficienței controlului tehnic de serie al mașinilor de inducție. În: Electrotehnica **11**, nr. 11—12, 1963, p. 408.

[15] *Rancu, N.* și *Tővissi, I.* Analiza statistico-matematică a calității producției industriale. București, Editura științifică, 1964.

[16] *Oprendeck, B.* și *Farcaș, D.* Programul de lucru și programarea calculatorului numeric MECIPT-1 pentru controlul statistic de serie al mașinilor asincrone. În: Buletin științific și tehnic, 1966.

[17] *Oprendeck, B.* Contribuții la controlul industrial al caracteristicii mecanice ale mașinilor de inducție, Disertație, I.P.T., 1966.

[18] *** STAS — privind problemele de control statistic: 1509—57, 1849—57; 2631—58; 5880—58; 5944—58; 6085—59; 6133—60; 5214—60; 6275—60; 6276—60; 6658—62; 6659—62.

[19] *Oprendeck, B.* Metodă de interpretare a datelor controlului de serie la mașini asincrone. În: Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967, p. 128—136.

[20] *Klega, V.* Metode de interpretare a datelor obținute experimental (traducere din limba cehă), București, I.D.T., 1958.

[21] *Worthing, A.G.* și *Geffner, I.* Prelucrarea datelor experimentale (traducere din limba engleză). București, Editura tehnică, 1959.

[22] *Oprendeck, B.* și *Babuția, I.* Metodă statistică pentru interpretarea măsurărilor controlului de serie al mașinilor electrice. În culegerea: Calculul economic, București, Editura Academiei, 1964.

[23] *Oprendeck, B.* și *Farcaș, D.* Principii de programare a calculatoarelor electronice numerice în vederea stabilirii indicilor de control ale încercărilor de serie ale mașinilor de inducție. În: Buletinul Institutului politehnic Timișoara **9** (23), fascicula 2, 1964, p. 519.

[24] *Babuția, I.* și *Oprendeck, B.* Verificarea în practica industrială a metodei criteriilor complexe la controlul de serie al mașinilor asincrone. În: Electrotehnica **15**, nr. 4, 1967, p. 136—142.

Intrat în redacție la 13.II.1967

Cîmpul magnetic. Reactanţa de scăpări şi pierderile suplimentare în sarcină la transformatoarele cu înfăşurările dispuse pe coloane diferite

Constantin Bălă şi Ana Sofia Diculescu* — Bucureşti

CZ 621.314.2.013.5 + 621.3.011.3

1. Introducere

Transformatoarele cu înfăşurările primare, respectiv secundare, dispuse parţial sau total pe coloane diferite, prezintă probleme deosebite în ceea ce priveşte calculul cîmpului de scăpări, calculul reactanţelor de scăpări, calculul pierderilor suplimentare, predeterminarea caracteristicilor de funcţionare etc.

În lucrările de specialitate [1], [2], [3], [4] sînt examinate exclusiv transformatoarele avînd înfăşurările primară şi secundară — dispuse pe aceeaşi coloană; la acestea este acordată o atenţie deosebită componentei axiale a cîmpului de scăpări şi a pierderilor suplimentare în înfăşurări provocate de această componentă.

Transformatoarele mono- şi trifazate de putere se execută uzual cu înfăşurările primară şi secundară ale aceleiaşi faze dispuse pe aceeaşi coloană. Se construiesc însă în diferite scopuri şi transformatoare — în special monofazate — care au înfăşurarea primară dispusă pe o coloană, iar înfăşurarea secundară dispusă parţial sau total pe altă coloană (fig. 1); astfel, la transformatoarele din instalaţiile de sudare şi la transformatoarele de reglaj, această soluţie permite obţinerea unor reactanţe de scăpări mai mari, necesare anumitor regimuri de funcţionare, iar la transformatoarele destinate cuptoarelor de topire a metalelor prin curenţi turbionari, soluţia este determinată îndeosebi de posibilităţile de izolare a băii cu metal lichid.

În lucrarea de faţă se stabilesc expresii de calcul ale cîmpului magnetic şi ale rectanţei de scăpări pentru porţiunea de înfăşurare situată în afara ferestrei transformatorului, în care caz nu se mai pot aplica relaţiile stabilite la transformatoarele cu înfăşurări coaxiale. De asemenea, se stabilesc relaţiile de calcul pentru pierderile suplimentare provocate de componenta radială a cîmpului magnetic de scăpări în conductoarele masive ale înfăşurărilor, în cazul cînd înfăşurările primară şi secundară sînt dispuse pe două coloane diferite.

2. Calculul cîmpului magnetic şi al inductivităţii de scăpări prin metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp

Pentru calculul cîmpului şi inductivităţii de scăpări a porţiunii de înfăşurare dispusă în zona ferestrei transformatorului se utilizează relaţiile stabilite în cazul înfăşurărilor concentrice [1], [2].

Aplicînd metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp întîlnită în tratatele de maşini electrice [1], [2] la calculul inductanţei bobinelor concentrice, se poate determina aproximativ cîmpul magnetic de scăpări pentru porţiunea de înfăşurare dispusă în afara ferestrei.

Se consideră cîmpul magnetic plan paralel şi se presupune că suprafaţa miezului este

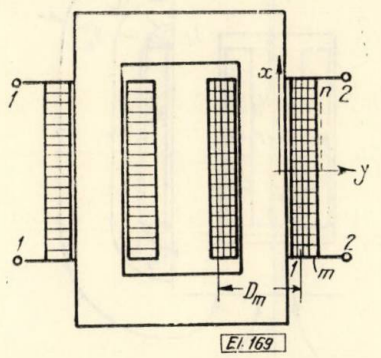


Fig. 1. Transformatorul monofazat cu înfăşurările primară şi secundară dispuse pe coloane diferite.

echipotenţială magnetic. Cîmpul magnetic este simetric în raport cu axa de simetrie a transformatorului.

Spaţiul în care are loc cîmpul de scăpări se poate descompune în trei subspaţii (fig. 2) în care expresiile de calcul pentru valoarea maximă a cîmpului magnetic, stabilite prin aplicarea legii circuitului magnetic (în ipoteza că tensiunea magnetică în miezul feromagnetic este neglijabilă), sînt următoarele:

$$H_1 = \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{a_1} \frac{y_1}{H_B + \pi y_1} \qquad (1)$$

pentru $0 \leqslant y_1 \leqslant a_1$;

$$H_2 = w_1 I_1 \sqrt{2} \frac{1}{H_B + \pi(y_2 + a_1)} \qquad (2)$$

pentru $0 \leqslant y_2 \leqslant h - a_1$;

$$H_3 = w_1 I_1 \sqrt{2} \frac{1}{H_B + \pi(2y_3 + h)} \qquad (3)$$

pentru $0 \leqslant y_3 \leqslant \frac{F}{2} + D.$

* Conf. dr. ing. *C. Bălă* şi asistent ing. *Ana Sofia Diculescu* sînt de la Catedra de maşini electrice, Institutul politehnic din Bucureşti.

Fluxul magnetic de scăpări, care înlănţuie înfăşurarea în zona exterioară ferestrei, rezultă din relaţia :

$$\Psi_{\sigma 1} = \int_0^{a_1} \frac{w_1}{a_1} y_1 \mu_0 H_1 (2a' + b' + \pi y_1)\, dy_1 +$$

$$+ \int_0^{h-a_1} w_1 \mu_0 H_2 (2a' + b' + \pi a_1 + \pi y_2)\, dy_2 +$$

$$+ \int_0^{F/2+D} w_1 \mu_0 H_3 (2a + b' + \pi h + \pi y_3)\, dy_3, \quad (4)$$

în care a', b' sînt dimensiunile ariei secţiunii interioare a bobinei ; după introducerea inten-

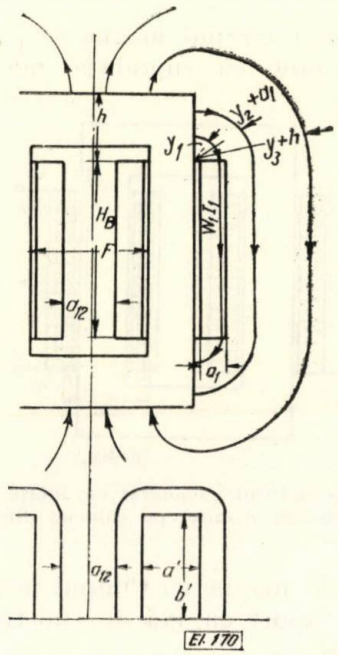


Fig. 2. Explicativă pentru calculul fluxului de scăpări prin metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp.

sităţii cîmpului din relaţiile (1), (2) şi (3) în relaţia (4) şi după efectuarea integralelor rezultă :

$$\Psi_{\sigma 1} = \mu_0 w_1^2 I_1 \sqrt{2} \left\{ h + \frac{1}{2}\left(\frac{F}{2} + D\right) - \frac{2a_1}{3} + \right.$$

$$+ \frac{1}{\pi}\left[(2a' + b' - H_B)\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\frac{H_B}{a_1} + \right.\right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi^2}\frac{H_B^2}{a_1^2} \ln \frac{H_B + \pi a_1}{H_B}\right) + (2a' + b' +$$

$$+ \pi a_1 - H_B - \pi a_1) \ln \frac{H_B + \pi h}{H_B + \pi a_1} + \frac{1}{2}\left(2a' + b' + \right.$$

$$\left.\left. + \pi h - \frac{\pi h}{2} - \frac{H_B}{2}\right) \ln \frac{H_B + \pi (F + 2D + h)}{H_B + \pi h}\right] \Bigg\}. \quad (5)$$

Prin urmare, inductivitatea porţiunii de înfăşurare din exteriorul ferestrei este :

$$L_{\sigma e 1} = \frac{\Psi_{e1}}{I_1 \sqrt{2}} = \mu_0 w_1^2 \left\{ h + \frac{1}{2}\left(\frac{F}{2} + D\right) - \frac{2a_1}{3} + \right.$$

$$+ \frac{1}{\pi}\left[(2a' + b' - H_B)\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}\frac{H_B}{a_1} + \right.\right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi^2}\frac{H_B^2}{a_1^2} \ln \frac{H_B + \pi a_1}{H_B}\right) + (2a' + b' - H_B) \ln \frac{H_B + \pi h}{H_B + \pi a_1} +$$

$$+ \frac{1}{2}\left(2a' + b' + \frac{\pi}{2} h - \right.$$

$$\left.\left. - \frac{H_B}{2}\right) \ln \frac{H_B + \pi (F + 2D + h)}{H_B + \pi h}\right] \Bigg\}. \quad (6)$$

În mod asemănător se calculează şi inductivitatea de scăpări a porţiunii de înfăşurare din zona ferestrei :

$$L_{\sigma i 1} = \mu_0 w_1^2 k_R \frac{b'}{H_B}\left[\frac{a_{12}}{2}\left(1 + \frac{\pi}{4}\frac{a_{12}}{b'} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\pi a_1}{b'}\right) + \frac{a_1}{3}\left(1 + \frac{3\pi}{4}\frac{a_1}{b'}\right)\right], \quad (7)$$

unde k_R este factorul Rogowski [1].

Inductivitatea parţială de scăpări a unei înfăşurări este :

$$L_{\sigma 1} = L_{\sigma e 1} + L_{\sigma i 1}.$$

3. Calculul cîmpului magnetic de scăpări prin integrarea ecuaţiilor cîmpului

După cum se poate constata din exemplul de calcul şi rezultatele obţinute experimental, prezentate în paragraful următor, cîmpul magnetic determinat în zona muchiilor miezului prin metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp diferă în limite largi de cîmpul magnetic măsurat experimental.

Expresii de calcul mai exacte pentru cîmpul magnetic se pot obţine prin integrarea ecuaţiei cu următoarele ipoteze simplificatoare :

— se consideră cîmpul magnetic plan-paralel ;

— se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic ;

— se consideră înfăşurările de grosime infinit subţire aderente la suprafaţa coloanei, iar pentru potenţialul magnetic de-a lungul coloanei în dreptul înfăşurării se admite o variaţie liniară ;

— se consideră o curbă periodică pentru potenţialul magnetic de perioadă corespunzătoare periferiei miezului feromagnetic ; în acest scop se rabat cu $\frac{\pi}{2}$ porţiunile de jug aferente unei coloane, aducîndu-se în prelungirea acesteia şi se determină cîmpul magne-

tic corespunzător acestei configuraţii a miezului feromagnetic (fig. 3);

— de influenţa muchiilor miezului feromagnetic se ţine seamă ulterior, prin reprezentarea conformă a domeniului din exteriorul

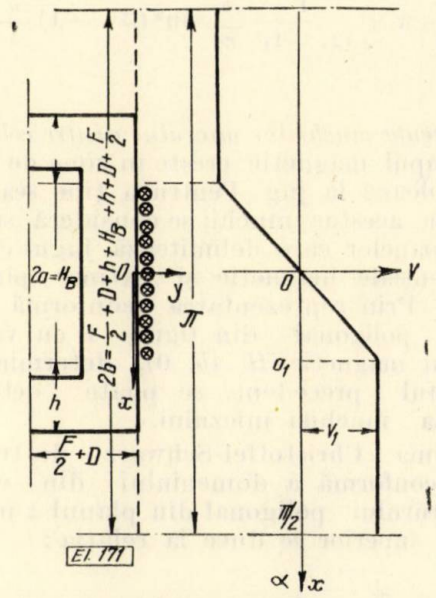


Fig. 3. Curba potenţialului magnetic de-a lungul miezului feromagnetic desfăşurat.

conturului poligonal al miezului feromagnetic cu suprafeţele laterale considerate semiplane (fig. 4) şi aplicarea teoremei superpoziţiei.

a) Cîmpul magnetic la suprafaţa miezului desfăşurat. Cîmpul magnetic laplacian plan din exteriorul coloanei de înălţime finită (fig. 3), egală cu $F + D + 2h + H_B$, satisface ecuaţia:

$$\Delta H = 0. \tag{8}$$

Cîmpul fiind irotaţional, se poate scrie $\overline{H} = -\operatorname{grad} V$, iar din condiţia ca $\operatorname{div} \overline{H} = 0$, rezultă pentru potenţialul scalar V ecuaţia:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0, \tag{9}$$

cu condiţia la infinit:

$$V(x, \infty) = 0 \tag{10}$$

şi condiţia pe frontiera domeniului definită de relaţiile următoare (scrise în concordanţă cu fig. 3):

$$V = \frac{\alpha}{\alpha_1} V_1 \quad \text{pentru } 0 \leqslant \alpha \leqslant \alpha_1;$$

$$V = V_1 \quad \text{pentru } \alpha_1 \leqslant \alpha \leqslant \pi - \alpha_1;$$

$$V = V_1 \frac{\pi - \alpha_1}{\alpha_1} \quad \text{pentru } \pi - \alpha_1 \leqslant \alpha \leqslant \pi; \tag{11}$$

$$V(-\alpha) = -V(\alpha) = V(\pi + \alpha),$$

în care:

$$\alpha = \frac{x}{b}\frac{\pi}{2}, \quad \alpha_1 = \frac{a}{b}\frac{\pi}{2}, \text{ iar } V_1 = \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{2}.$$

Dezvoltînd în serie trigonometrică curba potenţialului magnetic la suprafaţa armăturii, rezultă:

$$V(x) = \frac{4}{\pi}\frac{2b}{\pi a} V_1 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{(2\nu-1)^2} \sin(2\nu - 1)\frac{a}{b}\frac{\pi}{2} \sin(2\nu + 1)\frac{x}{b}\frac{\pi}{2}. \tag{12}$$

Soluţia ecuaţiei (9) obţinută prin separarea variabilelor este:

$$V(x,y) = \sum_{\lambda} (C_{1\lambda} e^{j\lambda x} + C_{2\lambda} e^{-j\lambda x})(C_{3\lambda} e^{\lambda y} + C_4 e^{-\lambda y}); \tag{13}$$

constantele $C_{1\lambda}$, $C_{2\lambda}$, $C_{3\lambda}$, $C_{4\lambda}$ se determină din relaţiile (10) şi (11), respectiv (12) şi rezultă:

$$C_{1\lambda} = -C_{2\lambda} = \frac{C}{2j};$$

$$C_{3\lambda} = 0; \tag{14}$$

$$C_{4\lambda} = \frac{4}{\pi}\frac{2b}{\pi a} V_1 \frac{1}{(2\nu-1)^2} \sin(2\nu - 1)\frac{a}{b}\frac{\pi}{2}.$$

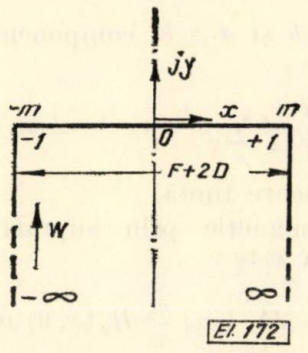


Fig. 4. Conturul poligonal al miezului feromagnetic.

Cu aceste constante, soluţia dată de relaţia (13) devine:

$$V(x,y) = \frac{4}{\pi}\frac{2}{\pi}\frac{b}{a} V_1 \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{1}{(2\nu-1)^2} \sin(2\nu - 1)\frac{a}{b}\frac{\pi}{2} e^{-(2\nu-1)\frac{\pi}{2b}y} \sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x}{b}. \tag{15}$$

Cîmpul magnetic rezultă prin derivarea potenţialului magnetic :

$$\overline{H} = -\operatorname{grad} V = -\bar{\imath}\,\frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\,e^{-(2\nu-1)\frac{\pi}{2b}y}\cos(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\,\frac{x}{b}+$$

$$+\,\bar{\jmath}\,\frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\,e^{-(2\nu-1)\frac{\pi}{2b}y}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\,\frac{x}{b}. \quad (16)$$

Componenta normală a cîmpului la suprafaţa miezului feromagnetic este :

$$H_y(x,0) = \frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\,\frac{x}{b}, \quad (16a)$$

iar componenta tangenţială :

$$H_x(x,0) = \frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\cos(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\,\frac{x}{b}. \quad (16b)$$

Pentru $x = a \neq 0$, rezultă :

$$H_y(b,0) = \frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}\sin^2(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2} = \infty;$$

pentru $x = b$ şi $a < b$, componenta normală devine :

$$H_y(b,0) = \frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\sum_{\nu}\frac{1}{2\nu-1}(-1)^{\nu+1}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}$$

şi are o valoare finită.

Fluxul magnetic prin suprafaţa miezului feromagnetic este :

$$\Psi_{e1} = 2\int_0^a l_e\,\mu_0\,\frac{w_1}{2a}\,H_y(x,0)\,x\,dx + 2\int_a^b l_e\,\mu_0\,w_1\,H_y(x,0)\,dx =$$

$$= 2\,\frac{4}{\pi}\,\frac{V_1}{a}\,l_e\,\mu_0\,w_1\,\frac{2b}{\pi}\sum_{\nu=0}^{\infty}\left[\frac{1}{(2\nu-1)^2}\,\frac{1}{2}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\cos(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}+\frac{1}{(2\nu-1)^3}\,\frac{b}{\pi a}\sin^2(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\right]. \quad (17)$$

Inductanţa de scăpări a porţiunii exterioare de înfăşurare este :

$$L_{\sigma e1} = \frac{4}{\pi}\,w_1^2\,\frac{2b}{\pi a}\,\mu_0\,l_e\sum_{\nu}\left[\frac{1}{(2\nu-1)^2}\,\frac{1}{4}\sin(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\pi+\frac{1}{(2\nu-1)^3}\,\frac{b}{\pi a}\sin^2(2\nu-1)\frac{a}{b}\,\frac{\pi}{2}\right]. \quad (18)$$

b) Influenţa muchiilor miezului dintre coloană şi jug. Cîmpul magnetic creşte în zona de trecere de la coloană la jug. Pentru a ţine seamă de influenţa acestor muchii se consideră suprafeţele coloanelor care delimitează jugul ca fiind echipotenţiale magnetic şi extinse pînă la infinit. Prin reprezentarea conformă a conturului poligonal din figura 4 cu valoarea cîmpului magnetic H_y $(b, 0)$, determinată în paragraful precedent, se poate determina influenţa muchiei miezului.

Teorema Christoffel-Schwarz de transformare conformă a domeniului din exteriorul conturului poligonal din planul z în semiplanul superior w duce la relaţia :

$$\frac{dz}{dw} = A\,(w-1)^{1/2}\,(w+1)^{1/2}. \quad (19)$$

Prin integrare se obţine :

$$z = j\,\frac{A}{2}\,[\arcsin w + w\sqrt{1-w^2}]. \quad (20)$$

Din condiţia ca în punctul $z = m$ şi $w = 1$ rezultă $A = -j\,\frac{4}{\pi}\,m$, cu $m = \frac{F}{2} + D$; prin urmare, unui punct de pe axa reală Ox din planul z îi corespunde un punct pe axa reală Ou în planul w, definit de relaţia :

$$x = \frac{2}{\pi}\,m\,(\arcsin u + u\sqrt{1-u^2}). \quad (21)$$

Cîmpul magnetic se obţine din egalitatea tensiunilor magnetomotoare din planul z, respectiv din planul w, calculate de-a lungul unor curbe corespondente [5] ; se obţine astfel :

$$H_z = H_w\,\frac{dw}{dz} = \frac{H_w}{A}\,\frac{1}{(w^2-1)^{1/2}}. \quad (22)$$

Cîmpul magnetic de-a lungul axei Ox rezultă astfel :

$$H_y = H_z|_{y=1} = \frac{H_w}{A}\,\frac{1}{(u^2-1)^{1/2}}. \quad (23)$$

Constanta $\frac{H_w}{A}$ se determină din condiţia :

$$H_y|_{x=0} = j\,H_y(a,0); \quad (24)$$

rezultă astfel :

$$\frac{H_w}{A} = - H_y(b, 0). \qquad (25)$$

Prin urmare, componenta cîmpului magnetic de-a lungul jugului cu sistemul de axe de coordonate ales ca în figura 4, este :

$$H_y = \mathrm{j} H_y(b, 0) \frac{1}{\sqrt{1 - u^2}}. \qquad (26)$$

Componenta suplimentară a cîmpului magnetic, provocată de prezența muchiei în zona de trecere de la coloană la jug, este :

$$H_s = H_y - \mathrm{j} H_y(b, 0) = \mathrm{j} H_y(b, 0) \left(\frac{1}{\sqrt{1 - u^2}} - 1 \right). \qquad (27)$$

Față de sistemul de coordonate din figura 3, coordonata x [ținînd seamă de relația (21)] este :

$$x = - b + \frac{2}{\pi} m (\arcsin u + u \sqrt{1 - u^2}). \qquad (28)$$

Se consideră această componentă suplimentară simetrică și față de muchia de trecere (adică față de punctul $(a + h, 0)$ din fig. 4) și se adună la componenta normală $H_y(x, 0)$ dată de relația (16 a), obținîndu-se astfel cîmpul rezultant :

$$H_y(x, 0) = \frac{4}{\pi} \frac{V_1}{a} \sum_{\nu} \frac{1}{2\nu - 1} \sin (2\nu - 1) \frac{a}{b} \frac{\pi}{2} \sin (2\nu - 1) \frac{\pi}{2} \frac{x}{b} + \mathrm{j} H_y(b, 0) \left(\frac{1}{\sqrt{1 - u^2}} - 1 \right). \qquad (29)$$

Fluxul magnetic al componentei suplimentare este dat aproximativ de relația :

$$\Psi_{cs} = 4 \int_0^m l_e \mu_0 w_1 H_s \, \mathrm{d}x = 4m \, l_e \mu_0 w_1 H_y(b, 0) \left(\frac{4}{\pi} - 1 \right). \qquad (30)$$

Fluxul magnetic total rezultă prin însumarea fluxurilor magnetice date de relațiile (17) și (30).

4. Determinarea experimentală a cîmpului magnetic și a reactanței de scăpări

S-au măsurat : componenta normală la suprafața miezului a cîmpului de scăpări și reactanța de scăpări la un transformator monofazat avînd înfășurările dispuse pe coloane diferite (însă asimetric) și dimensiunile în milimetri, conform schiței din figura 5, *a*.

Pentru a se evita influența cuvei și a pieselor de consolidare, măsurarea pierderilor s-a efectuat la transformatorul care prezenta numai miezul (consolidat cu banda textilă) și înfășurările.

Componenta normală a cîmpului s-a măsurat cu vectometrul, folosindu-se o bobină sondă

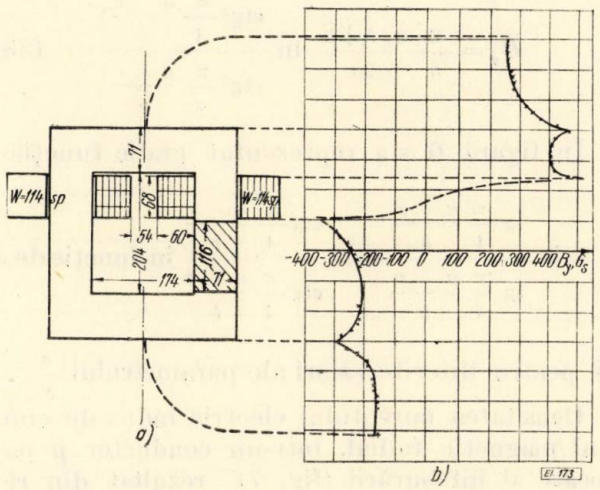


Fig. 5. Componenta normală a inducției magnetice la suprafața miezului feromagnetic al transformatorului experimentat :
a – schița transformatorului ; *b* – curba cîmpului magnetic normal la suprafața miezului.

cu diametrul mediu $d_m = 13$ mm și grosimea 3 mm. Sonda a fost etalonată într-un cîmp magnetic repartizat uniform și variabil sinusoidal în timp.

În figura 5, *b* s-a reprezentat componenta normală a cîmpului măsurată la suprafața miezului — pentru cazul în care curentul prin înfășurări a avut valcarea efectivă $I = 27$ A.

Reactanța de scăpări echivalentă s-a determinat prin încercarea transformatorului în scurtcircuit și a rezultat $X_\sigma = 4{,}45$ Ω, față de valoarea calculată prin metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp $X_\sigma = 4{,}42$ Ω, respectiv prin metoda de integrare a ecuațiilor cîmpului $X_\sigma = 5$ Ω.

5. Pierderile suplimentare provocate de componenta radială a cîmpului de scăpări

Componenta normală a cîmpului de scăpări, obținută conform relației (16, a), ținînd seamă și de relația :

$$V_1 = \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{2},$$

se mai poate scrie :

$$H_y = \frac{4}{\pi} \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{a} \sum_{\nu} \frac{1}{2} \frac{1}{2\nu - 1} \left[\cos (2\nu - 1) \frac{\pi}{2} \frac{a - x}{b} - \cos (2\nu - 1) \frac{\pi}{2} \frac{a + x}{b} \right]; \qquad (31)$$

cu [8]:

$$\sum_{\nu}\frac{\cos(2\nu-1)\alpha}{2\nu-1}=\frac{1}{4}\ln\operatorname{ctg}^2\frac{\alpha}{2},\ \text{în care}\ 0\leqslant\alpha\leqslant\pi, \tag{32}$$

relaţia precedentă poate fi scrisă în forma:

$$H_y=\frac{2}{\pi}\frac{w_1 I_1\sqrt{2}}{2a}\ln\frac{\operatorname{ctg}^2\frac{\pi}{4}\frac{a-x}{b}}{\operatorname{ctg}^2\frac{\pi}{4}\frac{a+x}{b}}. \tag{33}$$

În figura 6 s-a reprezentat grafic funcţia:

$$f=\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\frac{a+x}{b}}{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\frac{a-x}{b}}\equiv\ln\frac{\operatorname{ctg}\frac{\pi}{4}\frac{a-x}{b}}{\operatorname{ctg}\frac{\pi}{4}\frac{a+x}{b}}\ \text{în funcţie de}\ x$$

şi pentru diferite valori ale parametrului $\frac{a}{b}$.

Densitatea curentului electric indus de cîmpul magnetic radial, într-un conductor p oarecare al înfăşurării (fig. 7) rezultat din relaţia:

$$\frac{\partial \underline{J}_s}{\partial x}=-\mathrm{j}\frac{\omega\mu}{\rho\sqrt{2}}H_y, \tag{34}$$

şi anume:

$$\underline{J}_s=\mathrm{j}\frac{\omega\mu}{\rho}\frac{4}{\pi}\frac{w_1 I_1}{2a}\sum_{\nu}\frac{1}{(2\nu-1)^2}\frac{b}{\pi}\left[\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a-x}{b}+\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a+x}{b}\right]+C. \tag{35}$$

Constanta de integrare C se determină din condiţia ca integrala densităţii de curent în raport cu înălţimea conductorului ($h=x_{p+1}-x_p$) să fie nulă, adică:

$$\int_{x_p}^{x_{p+1}}\underline{J}_s\,\mathrm{d}s=0. \tag{36}$$

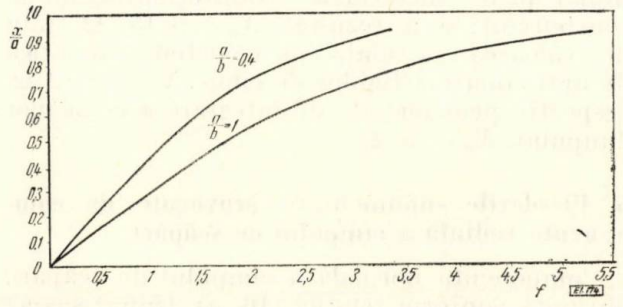


Fig. 6. Funcţia $f=\ln\dfrac{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\frac{a+x}{b}}{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\frac{a-x}{b}}$.

Prin urmare:

$$C=\mathrm{j}\frac{\omega\mu}{\rho}\frac{4}{\pi}\frac{w_1 I_1}{2a}\frac{1}{2}\left(\frac{2b}{\pi}\right)^2\sum_{\nu}\frac{1}{(2\nu-1)^3}\left[\cos(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a+x}{b}-\cos(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a-x}{b}\right]\Bigg|_{x_p}^{x_{p+1}}. \tag{37}$$

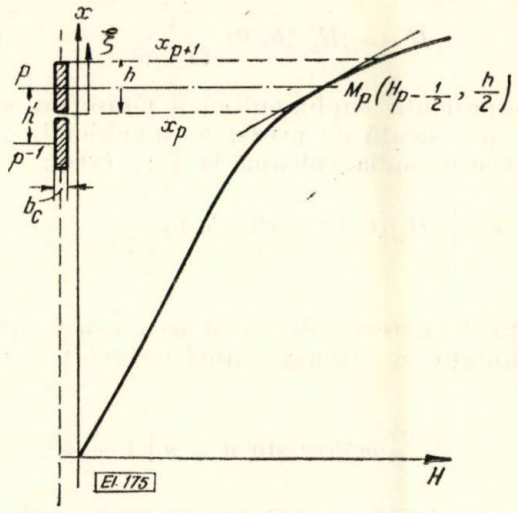


Fig. 7. Explicativă pentru calculul pierderilor suplimentare provocate de cîmpul magnetic radial într-un conductor al înfăşurării.

Înlocuind constanta C în relaţia (35), rezultă:

$$\underline{J}_s=\mathrm{j}\frac{\omega\mu}{\rho}\frac{4}{\pi^2}\frac{b}{a}w_1 I_1\left\{\sum_{\nu}\frac{1}{(2\nu-1)^2}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a}{b}\cos(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x}{b}+\frac{2b}{\pi}\sum\frac{1}{(2\nu-1)^3}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a}{b}\left[\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x_{p+1}}{b}+\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x_p}{b}\right]\right\}. \tag{38}$$

Pierderile suplimentare provocate de componenta J_s a densităţii de curent sînt:

$$P_{Js}=2\rho\int_0^a J_s^2\,\pi D_m\frac{w_1 s_c}{2a}\mathrm{d}x=2\rho\pi D_m\frac{w_1 s_c}{2a}\sum_n\int_{x_p}^{x_{p+1}}J_s^2\,\mathrm{d}x=$$

$$=\pi D_m\frac{w_1 s_c}{a}\frac{\omega^2\mu^2}{\rho}\frac{4^2}{\pi^2}\frac{b^2}{a^2}(w_1 I_1)^2\sum_{p=1}^{n}\left\{\int_{x_p}^{x_{p+1}}\sum_{\nu}{}^{2}\frac{1}{(2\nu-)^2}\sin(2\nu-1)\frac{\pi a}{2b}\cos(2\nu-1)\frac{\pi x}{2b}\mathrm{d}x+\frac{4b^2}{\pi^2}h\sum_{\nu}{}^{2}\frac{1}{(2\nu-1)^3}\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{a}{b}\left[\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x_{p+1}}{b}+\sin(2\nu-1)\frac{\pi}{2}\frac{x_p}{b}\right]+\frac{4b^2}{\pi}\int_{x_p}^{x_{p+1}}\sum_{\nu}\frac{1}{(2\nu-1)^2}\left[\sin(2\nu-1)\frac{\pi a}{2b}\cos(2\nu-1)\frac{\pi x}{2b}\right]\sum_{\nu}\frac{1}{(2\nu-1)^3}\sin(2\nu-1)\frac{\pi a}{2b}\left[\sin^3(2\nu-1)\frac{\pi x_{p+1}}{2b}+\sin(2\nu-1)\frac{\pi x_p}{2b}\right]\mathrm{d}x\right\}. \tag{39}$$

Calculul pierderilor suplimentare după relaţia (39) se poate efectua cu ajutorul unui calculator electronic.

O expresie de calcul mai simplă se poate obţine dacă se aproximează curba cîmpului magnetic în funcţie de distanţa x, prin segmente de dreaptă de pantă constantă în zona unui conductor; prin dezvoltarea în serie Taylor a funcţiei H_y, definită de relaţia (33) în jurul punctului M_p (corespunzător centrului unui conductor p) şi reţinerea primilor doi termeni, cu noua variabilă ξ dată de relaţia (fig. 7):

$$\xi = x - (p-1)\,h, \tag{40}$$

rezultă

$$H_p = H_{p-1/2} + H'_{p-1/2}\left(\xi - \frac{h}{2}\right), \tag{41}$$

în care $H_{p-1/2}$ şi $H'_{p-1/2}$ sînt constante; astfel, din relaţia (33) rezultă:

$$H_{p-\frac{1}{2}} = \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{2\pi a} \ln \frac{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\,\frac{a + \left(p-\frac{1}{2}\right)h'}{b}}{\operatorname{tg}\frac{\pi}{4}\,\frac{a - \left(p-\frac{1}{2}\right)h'}{b}}, \tag{42}$$

iar:

$$H'_{p-\frac{1}{2}} = \frac{\partial H_p}{\partial x}\bigg|_{x=\left(p-\frac{1}{2}h'\right)} = \frac{w_1 I_1 \sqrt{2}}{2a}\,\frac{1}{2b}\left[\frac{1}{\sin\frac{\pi}{2}\,\frac{a+\left(p-\frac{1}{2}\right)h'}{b}} + \frac{1}{\sin\frac{\pi}{2}\,\frac{a-\left(p-\frac{1}{2}\right)h'}{b}}\right]; \tag{43}$$

cu h' s-a notat distanţa dintre axele a două conductoare succesive (fig. 7).

Densitatea de curent suplimentar, definită de relaţia (34) şi constanta de integrare determinată astfel încît să fie îndeplinită relaţia (36), se calculează după relaţia [7]:

$$J_{sp} = \frac{\omega\mu}{\rho\sqrt{2}}\left[\int_0^{\xi} H_p\,\mathrm{d}\xi - \frac{1}{h}\int_0^{h}\left(\int H_p\,\mathrm{d}\xi\right)\mathrm{d}\xi\right]; \tag{44}$$

introducînd în această relaţie pe H_p din relaţia (41), se obţine:

$$J_{sp} = \frac{\omega\mu}{\rho\sqrt{2}}\,h^2\left[H'_{p-\frac{1}{2}}\,\frac{\xi^2}{2h^2} + \left(H_{p-\frac{1}{2}} - H'_{p-\frac{1}{2}}\,\frac{h}{2}\right)\frac{\xi}{h^2} - \left(H_{p-\frac{1}{2}}\,\frac{1}{2h} - \frac{1}{12}H'_{p-\frac{1}{2}}\right)\right]. \tag{45}$$

Pierderile suplimentare provocate de componenta J_{sp} în conductoarele p sînt:

$$P_{sp} = \int_0^h \rho J_{sp}^2\,\pi D_m\,\frac{w_1 s_c}{2a}\,\mathrm{d}\xi = \pi D_m \rho\,\frac{w_1 s_c}{a}\,\xi_r^4\,h\left[\frac{39}{80}H'^2_{p-\frac{1}{2}} - \frac{2}{3h}\left(H_{p-\frac{1}{2}}H'_{p-\frac{1}{2}}\right) + \frac{3}{4}\,\frac{H^2_{p-\frac{1}{2}}}{h^2}\right], \tag{46}$$

în care $\frac{w_1 s_c}{2n\,h} = m b_c$ este grosimea înfăşurării neizolate, s_c — aria secţiunii conductorului, b_c — grosimea conductorului neizolat (fig. 7), $2n$ — numărul de conductoare alăturate pe coloană, iar m — numărul de straturi al înfăşurării; factorul ξ_r are expresia:

$$\xi_r = h\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\rho}}, \tag{47}$$

ρ fiind rezistivitatea, μ — permeabilitatea conductorului presupuse constante, iar ω — pulsaţia curentului ($\omega = 2\pi f$).

Pierderile suplimentare totale rezultă prin însumarea pierderilor produse în cele $2\,n\,m$ spire ale înfăşurării:

$$P_s = 2\sum_{p=1}^{n} P_{sp}. \tag{48}$$

Factorul de majorarea pierderilor este definit astfel:

$$k_{rr} = \frac{P_c + P_s}{P_c}, \tag{49}$$

în care:

$$P_c = \rho\,\pi\,D_m\,\frac{w_1}{s_c}\,I_1^2, \tag{50}$$

reprezintă pierderile în curent continuu; ţinînd seamă de relaţiile (46), (49) şi (50), rezultă factorul de majorare a pierderilor, datorită componentei radiale a cîmpului de scăpări:

$$k_{rr} = 1 + 4\,\xi_r^2\,\frac{s_c^2}{2n}\,\frac{1}{I_1^2}\sum_{p=1}^{n}\left[\frac{39}{80}H'^2_{p-\frac{1}{2}} - \frac{2}{3}\,\frac{H_{p-\frac{1}{2}}}{h}H'_{p-\frac{1}{2}} + \frac{3}{4}\left(\frac{H_{p-\frac{1}{2}}}{h}\right)^2\right]. \tag{51}$$

6. Pierderile suplimentare datorită refulării curentului în direcţie radială şi pierderile provocate de componenta axială a cîmpului magnetic de scăpări

Calculul pierderilor suplimentare, provocate de refularea curentului în direcţia axială, precum şi de curenţii induşi datorită componentei axiale a cîmpului magnetic de scăpări, se efectuează după relaţiile cunoscute de la transformatoarele de construcţie normală [1]; factorul de majorare a pierderilor în cazul în-

fășurărilor cu conductoare dreptunghiulare este :

$$k_{ra} = 1 + \frac{m^2 - 0{,}2}{9} \xi_a^4, \tag{52}$$

pentru :

$$0 \leqslant \xi_a \leqslant 1, \tag{53}$$

în care :

$$\xi_a = b_c \sqrt{\frac{2n\,h}{2a} \frac{\omega\mu}{2\rho}}, \tag{54}$$

cu aceleași notații ca mai sus.

7. Factorul de majorare a pierderilor

Pierderile suplimentare totale într-o înfășurare a transformatorului, produse de refularea curentului și de curenții induși de cîmpul magnetic de scăpări, sînt :

$$P_s = k_{rr} \cdot k_{ra} \cdot P_c, \tag{55}$$

în care k_{rr} și k_{ra} sînt factorii de majorare parțiali, după cele două direcții radială și axială ale înfășurării și se calculează după relațiile (51) și (52).

8. Concluzii

1. Calculul reactanței de scăpări la transformatoarele cu înfășurarea primară și secundară, dispuse pe coloane diferite, se poate efectua cu suficientă precizie pe baza relațiilor (6) și (7) stabilite în prezenta lucrare prin metoda analitică de aproximare a liniilor de cîmp.

2. Determinarea cîmpului magnetic de scăpări se poate efectua cu o precizie sporită prin aplicarea relațiilor stabilite în & 3 prin metode de integrare a ecuației cîmpului, considerîndu-se o repartiție dată a potențialului magnetic scalar la suprafața miezului.

3. Pentru predeterminarea pierderilor suplimentare totale, provocate atît de refularea curentului, cît și datorită curenților turbionari induși de cîmpul magnetic de scăpări, s-au dedus în & 5, 6 și 7 relațiile de calcul. Aceste relații corespund îndeosebi transformatoarelor uzuale care funcționează la frecvența industrială.

4. În cazul transformatoarelor cu înfășurările dispuse pe coloane diferite, problema determinării pierderilor suplimentare a înfășurării este mai complexă decît pentru transformatoarele normale, deoarece în zona din exteriorul ferestrei transformatorului, cîmpul magnetic nu mai este axial și nu se mai pot neglija pierderile suplimentare datorite componentei radiale a cîmpului de scăpări.

Bibliografie

[1] *Richter, E.* Mașini electrice, vol. **III.** Transformatorul. București, Editura tehnică, 1960.

[2] *Petrov, G. N.* Elektriceskie mașinî, vol. **I.** Moscova-Leningrad, GEI, 1956.

[3] *Tănăsescu, T.* Transformatorul de sudură. În : Buletinul de studii și cercetări tehnice, vol. **I**, 1949, p. 91—110.

[4] *Mankin, E.A., Morozov, D.N.* și *Alfero, A.V.* Dobavocinie poteri v sterjeniah moșnih transformatorov pri opite korotkovo zamîkania. În : Elektricestvo **12**, 1964, p. 31—37.

[5] *Răduleț, R.* și *Mocanu, C.I.* O aproximație a fenomenelor de refulare netă a curentului electric alternativ în conductoarele prismatice cu oricîte fețe. În : St. cerc. de energetică **14**, nr. 1, 1964, p. 47—70.

[6] *Kuijper, C.D.* și *Schenk, Th.* The calculation of the radial magnetic field in windings of core type transformers. CIGRÉ, 1962, rap. nr. 141.

[7] *Bălă, C.* Les pertes supplémentaires dans les enroulements des transformateurs. În : Revue Roumaine des Sciences Techniques. Série électrotechnique et énergétique **12**, nr. 4, 1967, p. 537—547.

[8] *Gradștain, I.S.* și *Rîjik, I.M.* Tabliți integralov, summ, riadov i poizvedenii. Moscova, Gosudartstvennoe izdatelstvo fizico-matematiceskoi literaturî, 1963.

Intrat în redacție la 9.XII.1967

Aparat pentru încercarea în sarcină a tiristoarelor

Lupaș Ovidiu* — București

CZ 621.314.63—187 : 621.313.384

Metoda comutatorului sincron, folosind două surse de energie, s-a impus la încercarea în sarcină a elementelor redresoare semiconductoare de putere, în detrimentul metodelor de încercare în plină forță cu o singură sursă de energie, sau a celor prin recuperare [1] — [3]. Aceasta se datorește, pe de o parte, economiei importante de energie electrică pe care o realizează și, pe de altă parte, flexibilității mari de alegere a parametrilor încercării, flexibilitate permisă de posibilitatea varierii independente a curentului direct și tensiunii inverse aplicate celulelor redresoare încercate. Aplicată la tiristoare, prin folosirea proprietăților de comutator sincron chiar a tiristoarelor încercate [4], această metodă permite reducerea consumului de energie la numai 0,5—1% din energia cheltuită într-o încercare de plină sarcină cu o singură sursă de energie. Echipamentul de încercare realizat are astfel

* Ing. *O. Lupaș* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din București.

cost, greutate și volum extrem de redus și puterea disipată în rezistența de sarcină nu pune probleme de evacuare.

În figura 1 se prezintă schema de principiu a unui aparat care încearcă două tiristoare, alternativ fiecare tiristor lucrînd drept comutator sincron pentru celălalt tiristor încercat. În semialternanța în care transformatorul de tensiune mică și intensitate mare de curent Tr_1 polarizează tiristoarele Ti_1 și Ti_2 în sensul de conducție, dispozitivul de comandă DC dispune trecerea tiristoarelor Ti_1 și Ti_2 în stare de conducție. Cu comutatorul C pe poziția *1*, tensiunea dată de transformatorul de tensiune ridicată și curent redus Tr_2, care polarizează tiristorului Ti_1 în sensul de conducție și tiristorul Ti_2 în sensul de blocare, este blocată de dioda d_b. În semialternanța următoare dispozitivul de comandă nu dă nici un impuls și tiristoarele nu conduc. În această semialternanță transformatorul Tr_2 polarizează tiristorul Ti_1 în sens invers și tiristorul Ti_2, în sens direct. Cu comutatorul C_2 pe poziția *2*, Ti_1 este polarizat în sens direct și Ti_2 în sens invers. Astfel celor două tiristoare le sînt verificate caracteristicile de blocare, atît cea inversă, cît și cea directă, în condiții de funcționare în sarcină, fiecare din tiristoarele încercate acționînd drept comutator sincron pentru celălalt tiristor. Pierderea capacității de blocare a unuia din tiristoare este semnalată de aprinderea becului *b*.

Pentru evitarea saturării transformatorului Tr_1, datorită componentei continue a curentului de sarcină și pentru minimalizarea energiei electrice cheltuite pe element încercat, este recomandabilă schema de principiu din figura 2. În semialternanța în care transformatorul Tr_1 polarizează tiristoarele Ti_1 și Ti_2 în sensul de conducție, dispozitivul de comandă DC produce amorsarea acestor tiristoare, fără a da impuls de amorsare tiristoarelor Ti_3 și Ti_4. Cu comutatoarele C_a și C_b pe pozițiile 1 și 1′, tensiunea dată de transformatorul Tr_{2a}, care în această semiperioadă polarizează tiristoarele Ti_1 în sens direct și Ti_2 în sens invers, este blocată de dioda d_{b1}, iar tensiunea dată de Tr_{2b} polarizează tiristoarele Ti_3 în sens direct și Ti_4 în sens invers, încercîndu-le caracteristicile de blocare. În semialternanța următoare conduc tiristoarele Ti_3 și Ti_4, iar Ti_1 și Ti_2 sînt blocate. Dioda d_{b2} blochează tensiunea dată de Tr_{2b}, iar Tr_{2a} încearcă caracteristica directă de blocare a tiristorului Ti_1 și cea inversă de blocare a tiristoarelor Ti_2.

Trecînd comutatoarele C_a și C_b pe poziția 2, respectiv 2′ se încearcă caracteristice de blocare în sens direct a elementelor Ti_4 și Ti_2 și în sens invers a tiristoarelor Ti_3 și Ti_1. Pierderea capacității de blocare a tiristoarelor Ti_1 sau Ti_2 este semnalată de becul b_1, iar cea a tiristoarelor Ti_3 sau Ti_4, de către becul b_2. Se reușește astfel să se încerce în sarcină funcționarea și posibilitățile de blocare a patru tiristoare, atît în direct, cît și în invers. Fiecare tiristor lucrează atît ca element încercat, cît și ca comutator sincron, pentru încercarea celorlalte tiristoare, realizîndu-se astfel un consum de energie și cost redus a aparaturii de încercare.

Tensiunile la care se încearcă cele două tiristoare de pe brațul ce nu conduce nu sînt egale, ele diferind prin valoarea căderii de

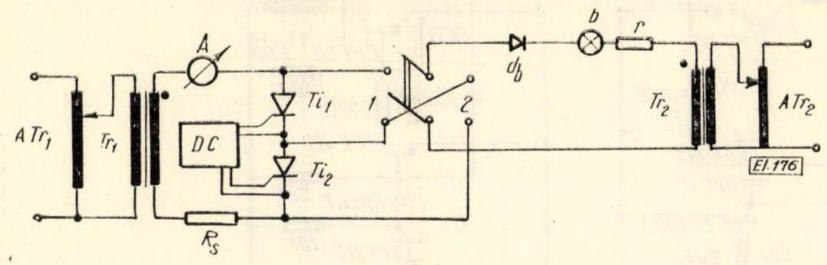


Fig. 1. Schema de principiu a instalației pentru încercat două tiristoare.

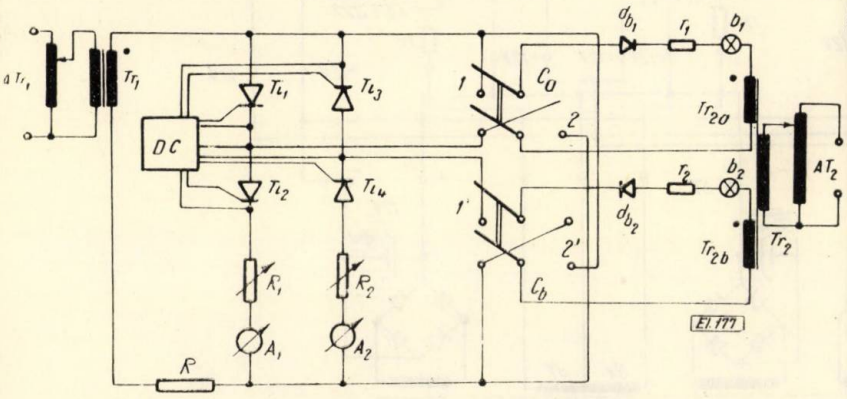


Fig. 2. Schema de principiu a instalației pentru încercat patru tiristoare.

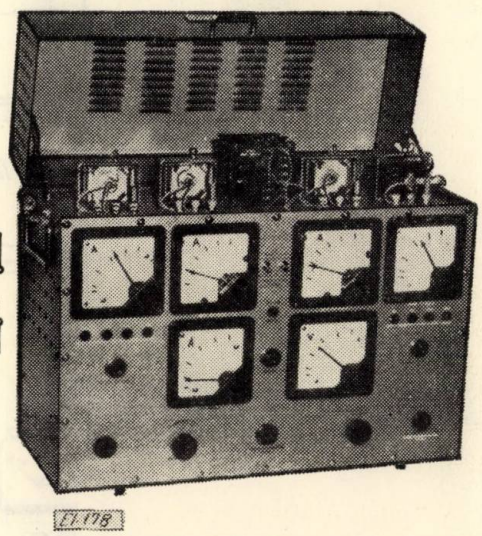


Fig. 3. Aparat pentru încercarea în sarcină a patru tiristoare.

tensiune de pe brațul ce conduce. Datorită valorii mici a tensiunii transformatorului Tr_1 față de cea a transformatorului Tr_2, dacă se aleg rezistențele de sarcină astfel ca R_1 și R_2 să fie mici față de R, R_1 și R_2, permițînd numai

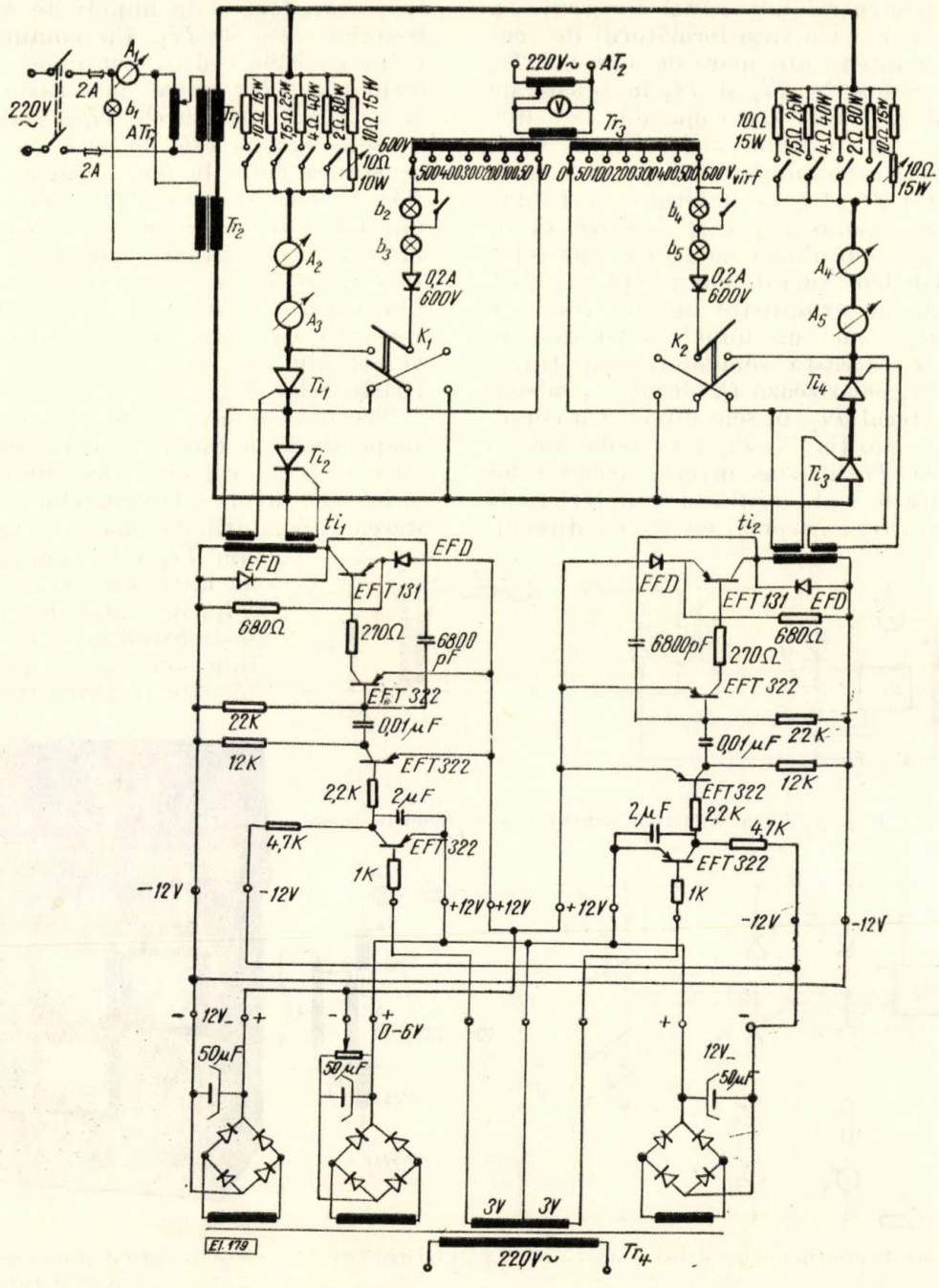


Fig. 4. Schema electrică a aparatului pentru încercarea în sarcină a patru tiristoare:

Tr_1, Tr_2 – transformator 220 V/10 V, 250 W; Tr_3 – transformator 220 V/2 × 600 $V_{vîrf}$; A_1 – ampermetru 2 A c.a.; A_2, A_4 – ampermetru 5 A c.c.; A_3, A_5 – ampermetru 15 A c.a.; b_1, b_5 – bec indicator 220 V/15 W; Ti_1, Ti_4 – tiristoare; ti_1 ti_2 – transformator de impuls; Tr_4 – transformator pentru alimentarea circuitelor de comandă a tiristoarelor.

corecțiile provocate de faptul că tiristoarele nu sînt identice, căderea de tensiune pe brațul ce conduce poate fi menținută la sub 1% din tensiunea de încercare. Se poate considera că celor patru tiristoare li se încearcă caracteristicile de blocare directe și inverse la practic aceeași valoare a tensiunii.

În figurile 3 și 4 se prezintă un aparat realizat la I.C.P.E. în 1965 pe principiul celui din figura 2. Acest aparat permite încercarea în sarcină a patru tiristoare la curent mediu 1—5 A, curent eficace 1—10 A și tensiuni de blocare pînă la 600 $V_{vîrf}$. Tensiunile de încercare sînt semisinusoidale și pot fi variate continuu și în trepte de 50 $V_{vîrf}$. Forma curentului de sar-

cină este o porţiune de semisinusoidă cu unghiul de conducţie reglabil între 170° şi 10°, prin variarea unghiului de aprindere a tiristoarelor. Se poate astfel varia factorul de formă a curentului de sarcină în limite foarte largi. Pentru cunoaşterea factorului de formă se măsoară atît valoarea medie, cît şi cea eficace a curentului de sarcină. Căderea de tensiune redusă a celor două tiristoare în serie, sub 3 V_{vtrf}, permite, cu tensiuni anodice relativ mici, sub 20 V_{eff}, să se poată obţine unghi de aprindere mic şi un factor de formă care diferă prin mai puţin de 3% de cel al semisinusoidei.

Pentru amorsarea tiristoarelor s-a folosit un circuit în care se obţin impulsuri de comandă defazate cu 180° şi defazabile, faţă de tensiunea de alimentare, între 0 şi 180° [5]. Aparatul permite şi încercarea în sarcină a două diode redresoare montate în locul tiristoarelor Ti_2 şi Ti_3, dacă nu există altă aparatură disponibilă, tiristoarele Ti_1 şi Ti_4 lucrînd în acest caz drept comutatoare sincrone. Faţă de un aparat prevăzut cu ignitroane, drept comutatoare sincrone, acest mod de lucru poate prezenta interes doar pentru celule redresoare cu tensiune inversă redusă, caz în care căderea mică de tensiune pe tiristoare faţă de ignitroane capătă importanţă.

Bibliografie

[1] *Lupaş, O.* Aparat pentru încercarea în sarcină a celulelor redresoare de putere cu siliciu. În : Electrotehnica. **16**, nr. 4, 1968

[2] *Kubitzki, G.* Prüfung von Silizium Halbleiterbauelementen. În : AEG Mitt. **54**, nr. 5/6, 1964, p. 464—469.

[3] *Diebold, E.I.* Semiconductor rectifier characteristics. În : Electrotechnology **67**, iunie 1961, p. 72—78.

[4] *Lupaş, O.* Procedeu şi instalaţie pentru încercarea în sarcină a tiristoarelor. OSI, invenţie, dosar 49831, 7 iunie 1965.

[5] *Grinescu, S.* Circuit pentru aprinderea redresoarelor comandate cu siliciu. OSI, certificat autor 43127.

Intrat în redacţie la 8.I.1968

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Analiza liniară a funcţionării transformatorului de curent în regim tranzitoriu de scurtcircuit

Paul Manolescu* — Bucureşti

CZ 621.314.224.3.014.33.001.24

1. Introducere

În regim permanent sinusoidal, transformatorul de curent reprezintă un aparat de măsură de largă utilizare, datorită, în special, faptului că poate fi realizat cu erori mici, atît de curent, cît şi de unghi.

De asemenea, el permite măsurarea curenţilor din circuitul secundar la un potenţial apropiat de cel al pămîntului, izolînd circuitele de măsură de cele de înaltă tensiune în care circulă curenţii care trebuie măsuraţi.

Ţinînd seamă de aceste avantaje, a fost firească şi totodată frecventă dorinţa de a utiliza transformatoarele de curent şi la măsurarea curenţilor tranzitorii din reţele, aparate sau maşini electrice, pentru a cerceta funcţionarea acestora în diferite regimuri, mai ales în regimul de scurtcircuit.

O împrejurare asemănătoare s-a ivit în cazul transformatoarelor de curent folosite pentru alimentarea echipamentelor de protecţie cu acţiune rapidă din reţelele de înaltă tensiune. Aceste echipamente sînt chemate să sesizeze şi să înlăture defecte în intervale de timp foarte scurte, atingînd, în unele condiţii, valori mai mici decît 2—3 perioade ale curentului alternativ, începînd cu momentul apariţiei defectului.

Între transformatoarele de curent pentru echipamentele de protecţie cu acţiune rapidă şi acelea pentru protecţie cu acţiune întîrziată există, evident, o diferenţă importantă. În timp ce pentru ultimele dintre acestea, timpul de întîrziere al protecţiei (peste 1 s) este aşa de mare încît componenta aperiodică a curentului primar de scurtcircuit este amortizată înainte ca protecţia să înceapă să răspundă, la transformatoarele de curent pentru echipamentele de protecţie cu acţiune rapidă comportarea transformatorului sub influenţa componentei aperiodice are un rol esenţial, în special dacă protecţia se bazează pe diferenţa sau suma curenţilor, cum este, de exemplu, cazul protecţiei diferenţiale sau de distanţă [1].

Problema comportării transformatoarelor de curent în regim tranzitoriu a fost abordată pînă în prezent, în special pe baza unor aproximaţii simplificatoare, şi anume în ipoteza unei caracteristici de magnetizare liniară

* Ing. *P. Manolescu* este şef de lucrări la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

și a neglijării pierderilor în fier, prin histerezis și curenți turbionari.

Pe lîngă aceste aproximații, unii autori [2], [4], [5] simplifică și mai mult problema, separînd-o în două probleme parțiale și suprapunînd apoi soluțiile particulare obținute. Astfel, sînt considerate separat comportările transformatorului în curent alternativ de 50 Hz în regim permanent și în curent continuu amortizat, corespunzînd regimului tranzitoriu, aceste două situații suprapuse dînd tocmai — în cazul teoriei liniare — regimul de curent de scurtcircuit asimetric, pe care trebuie să-l traducă transformatorul de curent.

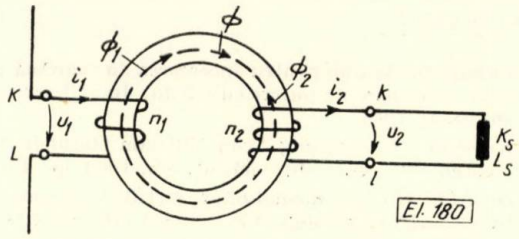


Fig. 1. Transformatorul de curent.

În continuare se prezintă o sinteză a problemelor teoretice și practice mai importante, apărute în legătură cu acest subiect, și anume : lămurirea comportării transformatorului de curent în regimul de scurtcircuit asimetric, erorile care apar și parametrii care intervin în alegerea sau dimensionarea transformatorului destinat să funcționeze într-un astfel de regim.

În literatura de specialitate [1] — [6] se întîlnesc lucrări care, în partea teoretică, se deosebesc, în special în modul cum particularizează calculul, fiind corespunzător acestora, mai mult sau mai puțin simplificate. Teoria prezentată în prima parte a acestui articol constituie o rezolvare analitică completă a problemei funcționării transformatorului de curent în regimul tranzitoriu de scurtcircuit amortizat aperiodic, în cazul idealizat al regimului liniar.

2. Teoria liniară a transformatorului de curent

Idealizarea funcționării transformatorului de curent constă în a se considera :

a) caracteristica de magnetizare liniară (μ = = const.), deci, implicit, nu are loc saturația magnetică ;

b) pierderile prin histerezis și prin curenți turbionari, neglijabile.

2.1. Stabilirea ecuației diferențiale a transformatorului de curent. Notațiile utilizate sînt cele din figura 1, tensiunile, curenții și fluxurile fiind exprimate în valori instantanee.

Aplicarea teoremei a doua a lui Kirchhoff, în circuitul secundar al transformatorului de curent, duce la ecuațiile :

$$R_2 i_2 + u_2 = e_2 = -\frac{\mathrm{d}\Phi_{2\,tot}}{\mathrm{d}t}; \qquad (1)$$

$$u_2 = R_s \cdot i_2 + L_s \cdot \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t};$$

$$\Phi_{2\,tot} = \Phi_{2\,util} + \Phi_{2\,disp} = -n_2 \cdot \Phi + L_{d\,21} \cdot i_2,$$

din care rezultă :

$$(R_s + R_2)\, i_2 + (L_s + L_{d\,21}) \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} = n_2 \frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}t}. \qquad (2)$$

Pe de altă parte, legea circuitului magnetic și legea fluxului magnetic duc la relațiile :

$$n_1 i_1 - n_2 i_2 = H \cdot l; \qquad (3)$$

$$\Phi = B \cdot A = \mu H \cdot A, \qquad (4)$$

pe care, utilizîndu-le în (2), aceasta capătă forma :

$$(R_s + R_2)\, i_2 + (L_s + L_{d\,21}) \frac{\mathrm{d}i^2}{\mathrm{d}t} =$$

$$= n_2 \frac{d}{dt}\left[\mu \cdot A \, \frac{n_1 i_1 - n_2 i_2}{l}\right]$$

sau, după gruparea termenilor :

$$(R_s + R_2)\, i_2 + \left(L_s + L_{d\,21} + \frac{n_2^2 \cdot \mu A}{l}\right) \cdot \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} =$$

$$= \frac{n_1 n_2 \cdot \mu A}{l} \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}. \qquad (5)$$

Introducînd notațiile :

$$L_\mu = \frac{n_2^2 \cdot \mu A}{l} = \text{inductivitatea de magnetizare ;} \qquad (6)$$

$$T_2 = \frac{L\mu + L_{d21} + L_s}{R_2 + R_s} = \text{constanta de timp globală a circuitului secundar ;} \qquad (7)$$

$$n_{12} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{L\mu}{L\mu + L_{d21} + L_s} = \text{raportul numerelor de spire corectat,} \qquad (8)$$

ecuația diferențială (5) capătă forma finală simplă :

$$\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \frac{i_2}{T_2} = n_{12} \cdot \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}. \qquad (9)$$

2.2. Soluția ecuației diferențiale pentru un curent sinuosidal. În regim armonic permanent de pulsație ω se poate folosi calculul simplificat cu mărimi complexe, care duce, formal, la înlocuirile :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \to j\omega ; \quad i_1 \to \underline{I}_1 ; \quad i_2 \to \underline{I}_2, \qquad (10)$$

care, introduse în ecuaţia (9), dau ca rezultat :

$$j\omega \underline{I}_2 + \frac{1}{T_2} \cdot \underline{I}_2 = n_{12} \cdot j\omega \underline{I}_1 . \qquad (9')$$

Pentru aprecierea funcţionării transformatorului se poate defini o eroare complexă :

$$\underline{\gamma} = \frac{\Delta \underline{I}_1}{\underline{I}_1} \cdot 100 = \frac{k_{in} \cdot \underline{I}_2 - \underline{I}_1}{\underline{I}_1} \cdot 100 =$$

$$= \left(k_{in} \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} - 1 \right) \cdot 100, \qquad (11)$$

în care sînt incluse ambele erori : ε = eroarea de curent şi δ = eroarea de unghi, conform relaţiei :

$$k_{in} \cdot \underline{I}_2 = \underline{I}_1 \left(1 + \frac{\varepsilon}{100} \right) \cdot e^{j\delta}, \qquad (12)$$

scrisă pe baza figurii 2.

Introducînd (12) în (11), rezultă :

$$\underline{\gamma} = \left[\left(1 + \frac{\varepsilon}{100} \right) e^{j\delta} - 1 \right] \cdot 100 = \left[\left(1 + \frac{\varepsilon}{100} \right) \cdot (\cos \delta + \right.$$

$$\left. + j \sin \delta) - 1 \right] \cdot 100 \simeq \left(\frac{\varepsilon}{100} + j\delta \right) 100 = \varepsilon + j \cdot 100\ \delta, \qquad (11')$$

în care s-au neglijat infiniţii mici de ordin superior şi s-a considerat $\cos \delta = 1$, $\sin \delta \simeq \delta$, dată fiind valoarea mică a unghiului δ (radiani).

Pe de altă parte, introducînd (9') în (11), rezultă :

$$\underline{\gamma} = \left[k_{in} \cdot n_{12} \frac{j\omega}{j\omega + \frac{1}{T_2}} - 1 \right] \cdot 100 =$$

$$= \left[k_{in}\, n_{12} \frac{j\omega T_2 (1 - j\omega T_2)}{1 + \omega^2 T_2^2} - 1 \right] \cdot 100, \qquad (12')$$

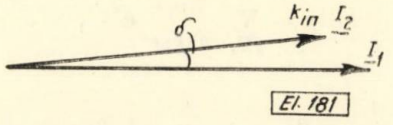


Fig. 2. Diagrama fazorială a transformatorului de curent în regim armonic permanent

aşa încît erorile ε şi δ sînt date de relaţiile :

$$\varepsilon = \frac{\omega^2 T_2^2 (k_{in}\, n_{12} - 1) - 1}{1 + \omega^2 \cdot T_2^2} \cdot 100, \quad \%, \qquad (13)$$

respectiv :

$$\delta = \frac{k_{in}\, n_{12}\, \omega T_2}{1 + \omega^2 T_2^2} \simeq \frac{1}{\omega T_2}, \quad \text{rad}, \qquad (14)$$

dacă se consideră :

$$\omega T_2 \gg 1 \text{ şi } k_{in}\, n_{12} = \frac{n_{2\,nom}}{n_{1\,nom}} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot$$

$$\cdot \frac{L\mu}{L\mu + L_s + L_{dat}} \simeq 1.$$

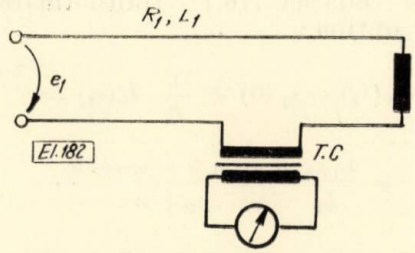


Fig. 3. Circuitul primar al transformatorului de curent.

Astfel, de exemplu, pentru un transformator de curent de clasă 0,5 erorile normalizate sînt $\varepsilon = 0{,}5\%$ şi $\delta = 30'$, rezultînd :

$$\delta = 30' = \frac{1^\circ}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{180} \text{ rad},$$

deci :

$$T_2 \simeq \frac{1}{\omega \delta} = \frac{1}{314} \cdot \frac{2 \cdot 180}{\pi} \simeq 0{,}366 \text{ s} = 366 \text{ ms}.$$

2.3. *Soluţia generală a ecuaţiei diferenţiale.* Aplicînd ecuaţiei (9) transformarea Laplace, se obţine :

$$p \cdot L(i_2) - i_2(0) + \frac{1}{T_2} \cdot L(i_2) = n_{12} \cdot$$

$$\cdot [p \cdot L(i_1) - i_1(0)],$$

de unde rezultă :

$$L(i_2) = \frac{n_{12} \cdot [p \cdot L(i_1) - i_1(0)] + i_2(0)}{p + \frac{1}{T_2}} . \qquad (15)$$

Pentru găsirea expresiei curentului $i_2(t)$, respectiv a erorii transformatorului de curent este necesară, în prealabil, stabilirea expresiei curentului primar $i_1(t)$.

2.4. Curentul de scurtcircuit asimetric amortizat. În figura 3 se consideră circuitul în care se află montat primarul transformatorului de curent, unde $e_1 = E_{1\,max} \sin(\omega t + \theta)$ este t.e.m. de fază iniţială θ, iar R_1 şi L_1 sînt parametrii globali ai circuitului, dependenţi de surse, linii şi receptoarele din circuit. (La acestea, contribuţiile rezistenţei şi inductivităţii proprii a înfăşurărilor primare şi secundare reduse la primar sînt foarte mici).

Ecuaţia diferenţială a circuitului din figura 3 este :

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} = e_1 = E_{1\,max} \cdot \sin(\omega t + \theta), \qquad (16)$$

sau :

$$\frac{di_1}{dt} + \frac{i_1}{T_1} = \frac{E_{1\,max}}{L_1} \cdot \sin(\omega t + \theta), \qquad (16')$$

unde $T_1 = L_1/R_1$ este constanta de timp a circuitului primar.

Aplicînd ecuației (16') transformarea Laplace, se obține :

$$p \cdot L(i_1) - i_1(0) + \frac{1}{T_1} \cdot L(i_1) =$$

$$= \frac{E_{1\,max}}{L_1} \cdot \frac{p \cdot \sin\theta + \omega \cdot \cos\theta}{p_2 + \omega^2}.$$

Deci :

$$L(i_1) = \frac{\frac{E_{1\,max}}{L_1} \cdot \frac{p \sin\theta + \omega\cos\theta}{p^2 + \omega^2} + i_1(0)}{p + \frac{1}{T_1}} =$$

$$= \frac{\frac{E_{max}}{L_1} \cdot (p \sin\theta + \omega\cos\theta) + (p^2 + \omega^2) \cdot i_1(0)}{\left(p + \frac{R_1}{L_1}\right) \cdot (p^2 + \omega^2)}. \qquad (17)$$

Această expresie este de forma $h(p)/g(p)$ în care rădăcinile lui $g(p)$ sînt distincte. În acest caz se poate aplica teorema dezvoltării lui Heaviside, obținîndu-se ca original pentru i_1 expresia :

$$i_1(t) = \sum_{k=1}^{3} \frac{h(p_k)}{g'(p_k)} e^{p_k t},$$

unde :

$$p_1 = -\frac{R_1}{L_1} \text{ și } p_{2,3} = \pm j \cdot \omega.$$

După efectuarea calculelor rezultă pentru i_1 expresia generală :

$$i_1(t) = I_{1\,max} \cdot \left[\sin(\omega t + \Psi) - \left\{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}\right\} \cdot e^{-t/T_1}\right], \qquad (18)$$

în care :

$$\Psi = \theta - \varphi_1, \quad \text{iar} \quad \varphi_1 = \text{arc tg}\frac{L_1\omega}{R_1}.$$

Dacă se consideră condițiile inițiale nule, $i_1(0) = 0$, se obține expresia simplificată a curentului în scurtcircuit asimetric amortizat :

$$i_1(t) = I_{1\,max}[\sin(\omega t + \Psi) - \sin\Psi \cdot e^{-t/T_1}]. \qquad (18')$$

2.5. Eroarea de curent instantanee pentru curentul de scurtcircuit asimetric amortizat. Pe baza ecuațiilor (9) și (18) care exprimă legătura dintre curenții i_2 și i_1, și respectiv expresia generală a curentului i_1 în cazul unui scurtcircuit în rețeaua în care se află montat primarul transformatorului de curent, se obține ecuația de funcționare a acestuia în regimul menționat :

$$\frac{di_2}{dt} + \frac{1}{T_2} i_2 = n_{12} \cdot I_{1\,max} \cdot \left[\omega\cos(\omega t + \Psi) + \frac{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1} \cdot e^{-t/T_1}\right].$$

Prin aplicarea transformatei Laplace, această ecuație ia forma :

$$pL(i_2) - i_2(0) + \frac{1}{T_2} \cdot L(i_2) = n_{12} \cdot I_1 \cdot \left[\omega \frac{p\cos\Psi - \omega\sin\Psi}{p^2 + \omega^2} + \frac{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{T_1}}\right],$$

sau :

$$L(i_2) = \frac{A\,\frac{p\cos\Psi - \omega\sin\Psi}{p^2 + \omega^2}\left(p + \frac{1}{T_1}\right) + B(p^2 + \omega^2) + i_2(0) \cdot \left(p + \frac{1}{T_1}\right) \cdot (p^2 + \omega^2)}{\left(p + \frac{1}{T_1}\right) \cdot \left(p + \frac{1}{T_2}\right) \cdot (p^2 + \omega^2)},$$

unde :

$$A = n_{12} \cdot I_{1\,max} \cdot \omega ;$$

$$B = n_{12} \cdot I_{1\,max} \cdot \frac{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1}.$$

Numitorul $g(p)$ al expresiei $L(i_2)$, avînd toate rădăcinile distincte, se poate aplica teorema dezvoltării, obținîndu-se ca original :

$$i_2(t) = \sum_{k=1}^{4} \frac{h(p_k)}{g'(p_k)} e^{p_k t},$$

unde :

$$p_1 = -\frac{1}{T_1}, \quad p_2 = -\frac{1}{T_2} \text{ și } p_{3,4} = \pm j\omega.$$

După efectuarea calculelor se obține expresia generală pentru $i_2(t)$:

$$i_2(t) = n_{12} \cdot I_{1\,max}\left[T_2 \frac{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1 - T_2} \cdot (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}) - \cos\delta \cdot \sin(\Psi + \delta) \cdot e^{-t/T_2} + \cos\delta \cdot \sin(\omega t + \Psi + \delta)\right] + i_2(0)\, e^{-t/T_2}. \qquad (19)$$

Soluția (19) este nedeterminată pentru $T_1 = T_2$. În acest caz se obține prin trecere la limită:

$$i_2(t)_{T1=T2} = n_{12} I_{1\,max} \left[\frac{\sin \Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1} \cdot t \cdot e^{-t/T_1} - \right.$$

$$- \cos\delta \cdot \sin(\Psi - \delta) \cdot e^{-t/T_1} +$$

$$\left. + \cos\delta \cdot \sin(\omega t + \Psi + \delta) \right] + i_2(0)\, e^{-t/T_1}. \quad (19')$$

În aprecierea funcționării transformatorului de curent în regim tranzitoriu, ceea ce interesează mai mult nu este curentul secundar i_2, ci eroarea lui în raport cu curentul primar i_1.

Plecînd de la condiția satisfăcută în transformatorul ideal:

$$i_2 \frac{n_2}{n_1} - i_1 \simeq 0, \quad (20)$$

se poate defini o eroare instantanee absolută a transformatorului de curent real prin expresia:

$$i_\mu = i_2 \frac{n_2}{n_1} - i_1, \quad (20')$$

care, comparată cu (3), arată că i_r reprezintă, de fapt, o măsură a intensității cîmpului magnetic în miezul transformatorului, adică:

$$i_\mu = -\frac{H \cdot l}{n_1}. \quad (20'')$$

Introducînd în (20') expresiile (18) și (19) ale curenților i_1 și i_2, se obține:

$$i_\mu(t) = I_{1max} \left[-\sin(\omega t + \Psi) + \right.$$

$$+ \left\{ \sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}} \right\} \cdot e^{-t/T_1} + \frac{n_2}{n_1} n_{12} \cdot$$

$$\cdot \left\{ T_2 \frac{\sin\Psi - \frac{i_1(0)}{I_{1\,max}}}{T_1 - T_2} \cdot (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}) - \cos\delta \cdot \sin(\Psi + \right.$$

$$\left. \left. + \delta)\, e^{-t/T_2} + \cos\delta \cdot \sin(\omega t + \Psi + \delta) \right\} \right] -$$

$$- \frac{n_2}{n_1} i_2(0) \cdot e^{-t/T_2}. \quad (21)$$

Pentru a simplifica expresia erorii se poate admite că:

$$\frac{n_2}{n_1} \cdot n_{12} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{L_\mu}{L_\mu + L_{d21} + L_s} \simeq 1,$$

neglijînd, prin acesta, influența dispersiei secundare L_{d21} și inductivitatea impedanței de sarcină L_s față de inductivitatea de magnetizare L_μ, ceea ce, în ipoteza caracteristicii liniare este, într-adevăr, posibil.

Apoi, observînd că:
$\sin(\omega t + \Psi) - \cos\delta \cdot \sin(\omega t + \Psi + \delta) = \sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \delta)$ și $\cos\delta \cdot \sin(\Psi + \delta) = \sin\Psi + \sin\delta \cdot \cos(\Psi + \delta)$, termenii se restrîng și, în final, se obține:

$$i_\mu(t) = I_{1\,max} \left[\sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \delta) - \right.$$

$$- \sin\delta \cdot \cos(\Psi + \delta)\, e^{-t/T_2} + \sin\Psi \cdot T_1 \cdot$$

$$\left. \cdot \frac{e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}}{T_2 - T_1} \right] + i_1(0)\, e^{-t/T_1} +$$

$$+ T_2 \cdot i_1(0) \cdot \frac{e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}}{T_2 - T_1} - \frac{n_2}{n_1} i_2(0)\, e^{-t/T_2}. \quad (21')$$

Dacă $T_1 = T_2$, expresia (21') devine:

$$i_\mu(t) = I_{1\,max} \cdot \left[\sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \right.$$

$$\left. + \delta) - \sin\delta \cdot \cos(\Psi + \delta)\, e^{-t/T_1} + \sin\Psi \cdot \frac{t}{T_1} \cdot e^{-t/T_1} \right] +$$

$$+ i_1(0)\, e^{-t/T_1} \cdot \left(1 + \frac{t}{T_1} \right) - \frac{n_2}{n_1} i_2(0) \cdot e^{-t/T_1}. \quad (21'')$$

Expresiile (21') și (21'') se simplifică dacă se consideră nule condițiile inițiale:

$$i_1(0) = 0, \quad i_2(0) = 0, \quad \text{deci } i_\mu(0) = 0,$$

aproximație justificată de faptul că $I_{1\,max}$ depășește cu mai mult decît un ordin de mărime orice valoare a curentului i_1 dinainte de apariția scurtcircuitului, precum și de faptul că $i_1(0)$ și $i_2(0)$ apar ca termeni ai unei diferențe, deci cu o contribuție micșorată.

În acest caz, eroarea de curent are expresiile:

$$i_\mu(t) = I_{1\,max} \left[\sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \delta) - \right.$$

$$- \sin\delta \cdot \cos(\Psi + \delta)\, e^{-t/T_2} +$$

$$\left. + \sin\Psi \cdot T_1 \cdot \frac{e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}}{T_2 - T_1} \right] \quad (22)$$

și, respectiv în cazul $T_1 = T_2$:

$$i_{\mu\,T_1=T_2}(t) = I_{1\,max} \left[\sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \delta) - \right.$$

$$- \sin\delta \cdot \cos(\Psi + \delta)\, e^{-t/T_1} +$$

$$\left. + \sin\Psi \cdot \frac{t}{T_1} \cdot e^{-t/T_1} \right]. \quad (22)$$

Observații

1. Eroarea de curent constă din două componente: una alternativă, dată de primul termen, și alta aperiodică amortizată, dată de ultimii doi termeni, dintre care ultimul are ponderea cea mai mare, dată fiind va-

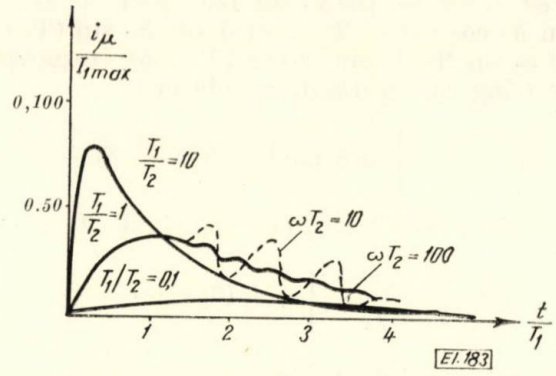


Fig. 4. Variația în timp a erorii de curent raportate.

loarea mică a unghiului δ. Neglijînd deocamdată primii doi termeni, pentru eroarea de curent rezultă expresiile:

$$i_\mu \simeq \underset{aper}{i_\mu} = I_{1\,max} \frac{T_1}{T_1 - T_2} \sin \Psi \,(e^{-t/T_2} - e^{-t/T_1}), \quad (23)$$

respectiv:

$$\underset{T_1=T_2}{i_\mu} \simeq \underset{aper\ \ T_1=T_2}{i_\mu} = I_{1\,max} \frac{\sin \Psi}{T_1}\, t \cdot e^{-t/T_1}. \quad (23')$$

2. Componenta aperiodică a erorii de curent depinde de faza inițială Ψ a curentului de scurtcircuit primar, fiind maximă pentru $\Psi = \theta - \varphi_1 = 90°$, deci cînd $\theta = 90 + \varphi_1$. Aceasta explică caracterul arbitrar al funcționărilor incorecte ale transformatoarelor de curent din unele circuite de protecție.

3. Pe de altă parte, aceeași componentă aperiodică variază în timp reprezentînd un maximum la timpul $t = t_{max}$ obținut din anularea derivatei, după care rezultă:

$$\frac{t_{max}}{T_1} = \frac{T_2}{T_2 - T_1} \cdot \ln \frac{T_2}{T_1} \quad (24)$$

și, respectiv:

$$\left.\frac{t_{max}}{T_1}\right|_{T_1=T_2} = 1. \quad (24')$$

Pentru aceste valori rezultă e eroarea aperiodică maximă:

$$\underset{aper\ max}{i_\mu} = I_{1\,max} \left(\frac{T_1}{T_2}\right)^{\frac{1}{1-T_1/T_2}}, \quad (25)$$

care depinde de raportul T_1/T_2, variind între $(0 \div 1) \cdot I_{1\,max}$ cînd T_1/T_2 ia valori între 0 și ∞. Cînd $T_1 = T_2$ se obține:

$$\underset{aper.max}{i_\mu} = I_{1\,max} \cdot e^{-1} \simeq 0{,}386 \cdot I_{1\,max}. \quad (25')$$

4. Pentru valori foarte mici ale timpului t, eroarea este nulă:

$$(i_\mu)_{t=0} = 0,$$

iar pentru valori foarte mari ale timpului, eroarea se reduce la termenul periodic:

$$i_\mu\,|_{t\to\infty} = \underset{alt}{i_\mu} = I_{1\,max} \cdot \sin \delta \cdot \cos(\omega t + \Psi - \delta). \quad (26)$$

Ținînd seamă că unghiul δ este foarte mic (14) chiar pentru valori relativ mici ale lui T_2 (exemplu 0,1 s), componenta alternativă a erorii de curent devine:

$$\underset{alt}{i_\mu} \simeq I_{1\,max} \cdot \frac{1}{\omega T_2} \cdot \cos(\omega t + \Psi). \quad (26')$$

Amplitudinea acestei componente fiind:

$$\underset{alt\,max}{i_\mu} = I_{1\,max} \cdot \frac{1}{\omega T_2}, \quad (26')$$

rezultă că depinde doar de T_2, scăzînd o dată cu creșterea acestuia.

5. Pentru aprecierea erorii relative totale cu care transformatorul de curent traduce curentul de scurtcircuit primar simplificat, acesta se poate defini prin raportul $i_\mu/I_{1\,max}$, evitîndu-se raportarea la valoarea instantanee i_1 care ar duce la discontinuități în momentele cînd i_1 se anulează.

În figura 4 s-au reprezentat cîteva curbe $i_\mu/I_{1\,max}$ pentru diferite valori ale raportului T_1/T_2 în funcție de t/T_1. Componenta de curent alternativ este marcată numai local pentru două valori diferite ale lui ω:

$$\omega T_2 = 10$$

și

$$\omega T_2 = 100.$$

6. Eroarea relativă maximă nu apare la începutul momentului tranzitoriu, ci după

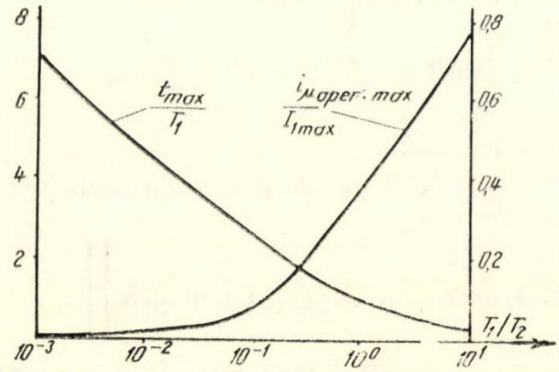


Fig. 5. Dependența erorii aperiodice maxime și a timpului ei de apariție, de raportul constantelor de timp T_1/T_2.

un anumit timp aproximativ egal cu t_{max}, care depinde, de asemenea, de raportul T_1/T_2.

De aceea, în figura 5 s-au reprezentat în funcție de raportul T_1/T_2 curbele t_{max}/T_1 și

$i_{\mu\, aper\, max}/I_{1\, max}$, această componentă fiind predominantă în cazul valorilor mari ale constantei de timp T_1.

Se constantă că t_{max} scade aproape proporțional cu logaritmul zecimal al raportului T_1/T_2, și anume $t_{max} = (7 \div 1)\, T_1$ pentru $\frac{T_1}{T_2} = 10^{-3} \div 1$.

Din cele expuse rezultă că prezintă interes situația cînd $T_2 > T_1$ sau cînd T_2 este în sine de valoare mare.

Practic, T_1 poate avea valori cuprinse între 0,1 și 0,6 s. (Turbogeneratoarele au $T = 0{,}1 \ldots 0{,}25$ s, iar hidrogeneratoarele 0,15... 0,6 s.)

Dacă se calculează valorile lui T_2 cu relația (14) pentru clasele de precizie uzuale ale transformatoarelor de curent, se obțin datele din tabela 1.

Tabela 1

Clasa transformatorului de curent	ε, %	δ, min	ωT_2, rad	T_2 pentru $f = 50$ Hz, ms
0,2	0,2	10	345	1 100
0,5	0,5	30	115	366
1,0	1,0	60	57,4	183
3,0	3,0	—	20	63,6
10,0	10,0	—	5,9	18,8

Se constată că T_2 are, în general, valori mai mari decît T_1, mai ales în cazul înfășurărilor de măsură ale transformatoarelor de curent. Pentru înfășurările de protecție însă T_2 are valori mici, de 0,180 — 0,020 s. Dacă se consideră o rețea cu constantă de timp T_1 de valoare foarte mică, de exemplu 0,060 s, rezultă (fig. 5) că eroarea aperiodică maximă a transformatorului poate avea valori de circa $57 \div 19\%$ și apare la timpul $t_{max} = (1{,}65 \div 0{,}55)$. $T_1 \simeq 0{,}100 \div 0{,}033$ s.

Dacă T_1 este mai mare, de exemplu 0,18 s, erorile maxime cresc la 38—76 % și timpul la care apar crește, de asemenea, la $0{,}18 \div 0{,}05$ s.

Aceasta explică suficient unele funcționări incorecte ale transformatoarelor de curent din circuitele de protecție cu acțiune rapidă ($t_{prot} = 0{,}1 \div 0{,}02$ s), în special în cazuri în care este vorba de o protecție diferențială sau de distanță [1].

O primă concluzie de ordin constructiv, care se degajă din cele arătate, este că erorile pot fi reduse prin mărirea constantei de timp T_2 care se poate obține, în special prin mărirea inductivității de magnetizare L_μ (7).

2.6. *Fluxul magnetic maxim în regim tranzitoriu.* Fluxul magnetic maxim poate fi calculat pe baza relațiilor (4), (6) și (20''), obținîndu-se în modul :

$$\Phi_{max} = \mu A \cdot H_{max} = \mu \cdot A \cdot \frac{n_1 \cdot i_{\mu\, max}}{l} = \frac{n_1}{n_2} \cdot L_\mu \cdot i_{\mu\, max} \,. \qquad (27)$$

Din figura 4 și relațiile (21) și (25) se constată că $i_{\mu\, max}$ poate avea, în cazul limită al coincidenței maximelor componentelor sale, valoarea :

$$i_{\mu\, max} = I_{1\, max} \left[\sin\delta \cdot \cos(\omega t + \Psi + \delta) + \sin\Psi \left(\frac{T_1}{T_2}\right)^{\frac{1}{1 - T_1/T_2}} \right]_{max} = I_{1\, max} \left[\sin\delta \cdot 1 + \left(\frac{T_1}{T_2}\right)^{\frac{1}{1 - T_1/T_2}} \right],$$

care, pentru $T_2 \gg T_1$ și $\sin\delta \simeq \delta \simeq 1/\omega T_2$, devine :

$$i_{\mu\, max} \simeq I_{1\, max} \left(\frac{1}{\omega T_2} + \frac{T_1}{T_2} \right) = I_{1\, max} \cdot \frac{1 + \omega T_1}{\omega T_2} \,. \qquad (28)$$

Dacă $T_2 = T_1$, se obține :

$$i_{\mu\, max} \simeq I_{1\, max} \left(\frac{1}{\omega T_2} + \frac{1}{e} \right) = I_{1\, max} \frac{1 + \omega T_2/e}{\omega T_2} \,, \qquad (28')$$

care, față de (27), este mai mare.

Observînd că fluxul alternativ maxim în regimul permanent ajunge la valoarea :

$$\underset{max}{\Phi_{alt}} = \frac{n_1}{n_2^2} \cdot L_\mu \underset{max}{(i_\mu)_{alt}} = \frac{n_1}{n_2^2} \cdot L_\mu I_{1\, max} \frac{1}{\omega T_2} \,, \qquad (29)$$

rezultă :

$$\underset{T_1 < T_2}{\Phi_{max}} \simeq \underset{max}{\Phi_{alt}} \cdot (1 + \omega T_1) \qquad (30)$$

și, în cazul cînd $T_1 = T_2$:

$$\underset{T_1 = T_2}{\Phi_{max}} \simeq \underset{max}{\Phi_{alt}} \cdot \left(1 + \frac{\omega T_2}{e} \right). \qquad (30')$$

Se constată că fluxul maxim crește o dată cu T_1.

Valoarea factorului :

$$k' = 1 + \omega T_1, \qquad (31)$$

în cazul $\omega = 314$ și $T_1 = 0{,}06$ s este $k' = 19{,}84 \simeq 20$, iar pentru $T_1 = 0{,}1$ s, $k' = 32{,}4 \simeq 30$.

Rezultă că fluxul magnetic maxim datorit componentei aperiodice depășește cu mult pe cel datorit componentei alternative. Această creștere importantă a fluxului magnetic maxim în miezul transformatorului de curent constituie cauza principală a erorilor care apar în funcționarea transformatoarelor de curent în regim tranzitoriu.

2.7 Influența fluxului remanent. Dacă condițiile inițiale nu sînt nule, adică $i_1(0) \neq 0$ și $i_2(0) \neq 0$, rezultă conform relației (20') :

$$i_\mu(0) \neq i_2(0) \frac{n_2}{n_1} - i_1(0) \neq 0$$

și, de asemenea, în baza relației (27):

$$\Phi(0) = \frac{n_1}{n_2^2} \cdot L_\mu \cdot i_\mu(0), \qquad (27')$$

care exprimă fluxul inițial sau remanent.

În expresiile (21') și (21''), care dau eroare de curent, se constată că valorile inițiale nenule se adaugă la eroarea de curent principală analizată în & 2,5, mărind-o sau micșorînd-o, după semnul care intervine în relație.

Rezultă că dacă circuitul magnetic are un flux remanent inițial, acesta se adaugă în mărime și sens la fluxul datorit curentului primar de scurtcircuit. Acțiunea sa poate fi favorabilă sau nefavorabilă, după cum se scade sau se adună cu acest flux principal.

Pentru a putea beneficia de întreaga dezvoltare a fluxului pe care îl permite tola folosită pentru circuitul magnetic există interesul de a suprima acest flux remanent. În acest scop se poate, fie să se utilizeze tole cu remanența slabă [5], de exemplu Supermalloy (0,6 $T = B_r$) sau Sendust (0,5 $T = B_r$), fie să se prevadă un întrefier în circuitul magnetic. Acest ultim procedeu are avantajul de a face totodată, practic, constantă valoarea inducției proprii L_μ, în măsura în care saturația fierului nu este atinsă, ceea ce constituie condiția de bază pentru simplificarea calculului dezvoltat în & 2, prin stabilirea de ecuații liniare.

2.8 Influența reanclanșărilor rapide. Dacă se întrerupe curentul primar, fluxul nu se anulează instantaneu, ci, pornind de la fluxul rezidual, dispare treptat, cu constanta de timp secundară T_2 (fig. 4, curba i_μ care, conform relației (27), redă totodată curba fluxului magnetic Φ).

Dacă în acest interval de timp este restabilit curentul primar, valoarea fluxului rezidual,

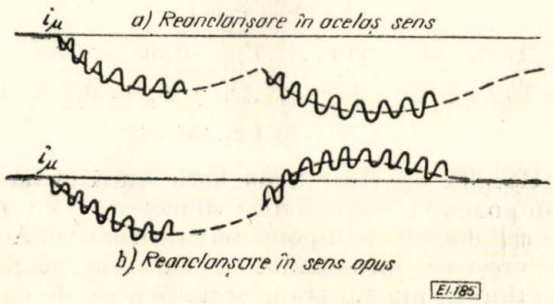


Fig. 6. Influența sensului fluxului remanent asupra variației ulterioare a fluxului la reanclanșarea automată a circuitului primar.

din acel moment se adaugă în mărime și sens celei a noului regim tranzitoriu, care se stabilește (asemănător primului regim tranzitoriu, de altfel). Eroarea transformatorului crește astfel în cazul concordanței de semn și scade în cazul opoziției de semn (fig. 6), fluxul revenind în ultimul caz la zero într-un timp sensibil mai scurt.

Pentru a se ține seamă de condițiile cele mai defavorabile, în cazul reanclanșării rapide trebuie luat încă un factor, k'', egal cu 2, care să multiplice expresia (30), care devine:

$$\Phi_{\substack{max \\ T_1<T_2}} = k' \cdot k'' \, \Phi_{\substack{alt \cdot \\ max}} \qquad (30'')$$

Pentru a se suprima această acțiune nefavorabilă s-ar putea adopta ca soluții [4]:

— fie înzestrarea întrerupătoarelor cu dispozitive de reanclanșare sincronă, însă aceasta ar putea fi în contradicție cu reanclanșarea pe linia în gol;

— fie să se înserieze, în timpul întreruperii, o rezistență de cîțiva zeci ohmi în secundarul transformatorului de curent pentru a reduce constanta de timp T_2 și a crește viteza de demagnetizare. Această soluție este, de asemenea, complicată și prezintă pericolul de a se deschide circuitul secundar al transformatorului, cu toate consecințele nefaste ale acesteia.

2.9 Influența saturației. În acest caz, ipoteza $L_\mu \simeq$ const. nu mai este valabilă, această inductivitate scăzînd rapid o dată cu apariția saturației și făcînd prin aceasta să crească mult curentul i_μ, adică eroarea transformatorului, în acele intervale de timp cînd curentul primar i_1 are valori mari care produc saturația.

Acest fenomen este îndeosebi pronunțat atît timp cît componenta aperiodică a curentului i_1 produce un flux magnetic destul de mare pentru ca, adunîndu-se cu cel alternativ să mărească saturația. După ce componenta continuă scade sub o anumită valoare, saturația încetează (în ipoteza că fluxul alternativ maxim nu produce el singur această saturație) și funcționarea redevine normală, curentul secundar fiind din nou imaginea destul de fidelă a celui primar, iar eroarea transformatorului scade foarte mult, dar rămîne mult mai mare decît în regimul normal de funcționare.

2.10. Dimensionarea transformatorului de curent destinat să măsoare curenți în regim tranzitoriu. Formulele și considerațiile precedente arată că eroarea transformatorului crește sensibil o dată cu:

— apariția saturației miezului tranformatorului;

— constanta de timp a circuitului primar (pentru componenta aperiodică a curentului primar);

— impedanța și factorul de putere din secundar.

În scopul menținerii funcționării în regim nesaturat se alege o valoare a inducției de regim permanent nominal foarte mică față

de inducţia de saturaţie, şi anume aşa fel încît :

$$B_{tranz} = B_{\substack{n \\ max}} \cdot m \cdot k' \leqslant B_s \qquad (32)$$

unde :

B_{tranz} este inducţia care apare în regimul tranzitoriu ;

B_{nmax} — inducţia maximă în regimul nominal, adică la curent nominal, 50 Hz şi sarcina nominală ;

$$m = \frac{\textit{curentul de scurtcircuit maxim}}{\textit{curentul primar nominal maxim}} =$$

= *supraintensitatea maximă a curentului primar:*

$$k' = 1 + \omega T_1 ;$$

B_s — inducţia magnetică de saturaţie.

Din această relaţie în care se neglijează influenţele fluxului remanent şi deci şi acelea datorite reanclanşării rapide rezultă, pentru o tolă care se saturează la 1,8 T şi pentru un factor de suprasarcină $m = 40$, inducţii nominale de valori foarte reduse :

$$B_{n\,max} \simeq 1{,}8/(18 \cdot 40) \simeq 25 \cdot 10^{-4}\ T$$

pentru o constantă de timp $T_1 = 60$ ms (2.6) şi

$$B_{n\,max} \simeq 1{,}8/(30 \cdot 40) \simeq 15 \cdot 10^{-4}\ T$$

pentru o constantă de timp $T_1 = 100$ ms.

Valori ale inducţiei aşa de reduse pot apărea ca suprinzătoare, la prima vedere, mai ales că transformatoarele de curent uzuale au o inducţie de funcţionare de aproximativ $500 \cdot 10^{-4}$ T, deci cel puţin de 20 ori mai mare. Nu trebuie să se piardă din vedere însă că o putere de precizie de 50 VA la curentul nominal corespunde unei puteri de 80 kVA la un curent de 40 de ori mai mare putere care trebuie să fie transmisă cu o mare precizie.

Pe baza relaţiilor (27) şi (28) se obţine pe de altă parte imediat :

$$\Phi_{max} = \frac{n_1}{n_2^2} L_\mu \cdot I_{1\,max} \frac{1 + \omega T_1}{\omega T_2} \simeq$$

$$\simeq \frac{n_1}{n_2^2} L_\mu \cdot I_{1\,max} \frac{1 + \omega T_1}{\omega L_\mu / R_2} ;$$

$$\frac{\Phi_{max}}{A} = B_{max} \simeq \frac{n_1 R_2}{n_2^2 \omega A} \cdot I_{1\,max} (1 + \omega T_1), \qquad (33)$$

de unde rezultă că reducerea inducţiei de funcţionare duce la creşterea secţiunii fierului şi a numărului de spire. Cum pe de altă parte trebuie să se diminueze impedanţa internă secundară a transformatorului, care acţionează ca o sarcină parazită, se poate afirma că un transformator de curent capabil să transmită corect componentele asimetrice va prezenta deopotrivă un mare volum de fier şi de cupru.

În ceea ce priveşte corecţia de spire care se utilizează pentru reducerea erorii în regim permanent, acţiunea ei este, practic, inoperantă deoarece se manifestă inegal, şi anume în mod constant asupra componentei alternative şi variabil asupra celei aperiodice care, de fapt, dă cea mai mare contribuţie asupra erorii transformatorului.

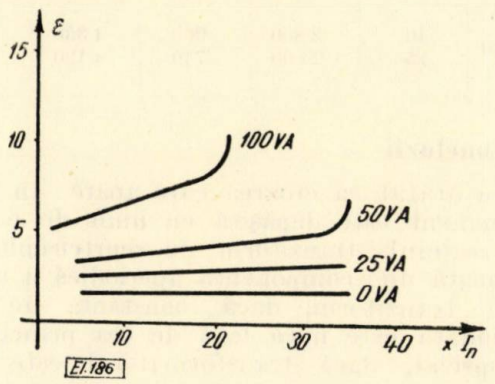


Fig. 7. Variaţia erorii maxime cu factorul de supracurent la transformatoare construite special pentru cifre mari de supracurent.

În literatura examinată se citează realizări care ating performanţe remarcabile. Astfel, societatea Alsthom-Savoisienne [4] a realizat un prototip de transformator de curent de 220 kV, prevăzut cu întrefier, ale cărui erori maxime (fig. 7) se menţin, practic, constante într-un domeniu larg de supracurenţi. Eroarea care se manifestă chiar la sarcină nulă este datorită impedanţei interne a transformatorului. (Timpul t_m după care apare eroarea maximă, trasată în diagramă, a fost de 0,18 s, iar $T_1 = 0{,}06$ s.)

Întreprinderile Emile Haefely [5] au realizat, de asemenea, un model de transformator de curent destinat măsurărilor în regim tranzitoriu, de 220 kV, 250 A/5 A, 50 VA, cos $\varphi_2 = 0{,}8$, precizie 5% (eroare compusă), suprasarcină maximă a curentului primar 40 $I_n = 10\,000$ A şi constanta de timp $T_1 = 0{,}06$ s. Este interesant de comparat datele citate de această firmă pentru cîteva asemenea transformatoare de diferite tensiuni, cu cele ale transformatoarelor de curent clasice, pentru care factorul de supracurent este luat $m = 15$ (tabela 2).

Tabela 2

Tensiunea, kV	Factorul de supracurent	Greutatea totală (kg)	Greutatea ulei (kg)	Gabaritul maxim H,mm	Gabaritul maxim D,mm
100	30	1 100	290	2 650	1 270
	15	270	75	1 485	640
245	30	1 550	474	3 820	1 450
	15	780	200	3 060	830
420	40	2 800	900	4 850	1 600
	15	2 000	740	4 120	775

3. Concluzii

S-a arătat că eroarea care apare în regim permanent este depășită cu mult de eroarea din regimul tranzitoriu de scurtcircuit condiționată de componenta aperiodică a curentului tranzitoriu, dacă constanta de timp secundară este mică față de cea primară și, în special, dacă transformatorul este saturat.

Realizările menționate arată că transformatoarele de curent pot fi totuși construite pentru precizia necesară (5%) cu dimensiuni acceptabile însă cu greutăți și gabarite care depășesc de cîteva ori pe acelea ale transformatoarelor de curent uzuale, în cazul cînd se menține puterea de precizie. Reducînd însă puterea de precizie, de exemplu la 10 VA, s-ar putea menține gabaritul actual.

În ceea ce privește ecuațiile stabilite, acestea sînt deduse pe baza unor aproximați importante, dar care permit sesizarea calitativă a fenomenelor ce intervin cînd un curent de scurtcircuit asimetric traversează primarul transformatorului. O analiză completă, ținînd seamă de saturație, de histerezis și de curenții turbionari, deci de neliniaritatea curbei de magnetizare, nu este, cel puțin în prezent, realizabilă. Există astfel multe probleme nerezolvate și deci și posibilitatea de a se pune mai bine la punct teoria actuală a transformatoarelor de curent.

Bibliografie

[1] *Hodgkiss, J. W.* Comportement des transformateurs d'intensité soumis à des courants assymétriques transitoires et effets sur les relais de protection reliés à ces transformateurs. CIGRÉ, 1960, raport nr. 329.

[2] *Concordia, C., Weygandt, C. N.* și *Sahott, H.S.* Transient caracteristics of current transformers during faults. În: Trans. A.I.E.E. **61**, 1942, p. 280–285.

[3] *Berger, K.* și *Arabaty, A. M.* Übersetzungsfehler von Stromwandler im stationären und im nicht stationären Zustand. În: Bul. SEV, **49**, 1958, p. 1 139–1 144.

[4] *Romier, R.* Reponse d'un transformateur de courant en régime transitoire. În: RGE **75**, 1966, p. 1 103–1 111.

[5] *Lefebvre, M.* Calcul et réalisation d'une maquette de transformateur de courant 220 kV déstiné à la mesure en régime transitoire. În: RGE **75**, 1966, p. 1 112–1 118.

[6] *Gladun, A.* Über die Vervendung von Stromwandlern zur Messung der Stosskurszchlussströme von Synchronmaschinen. Wiss, Z.d. H. Ilmenau, **8**, 1962, p. 121–126.

Intrat în redacție la 19. XII. 1967

REFERATE

CZ 621.315 ***Transmisia energiei electrice. Canalizații. Conductoare și izolatoare***

CZ 621.315.619 : 621.3.015.5.001.5

Alexandrov, N. A. **Tensiunea de străpungere de-a lungul straturilor și rigiditatea dielectrică a izolației termoreactive folosite la generatoarele de înaltă tensiune** (Proleivnoe napriajenie vdoli sloev i elektriceskaia procinosti termoreaktivnoi izoliații visokoboltnih gheneratorov). În: Elektrotehnika **38**, nr. 8, 1967, 4 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

Instalațiile moderne ale generatoarelor de înaltă tensiune folosesc tot mai mult sistemele termoreactive. În esență, acestea constau în izolații continue sau discontinue din benzi de hîrtie de mică pe suporturi de țesătură de sticlă și impregnate cu rășini sintetice termorigide, în special rășini epoxidice.

Dacă tensiunea de străpungere, respectiv intensitatea cîmpului electric de străpungere, a fost mai pe larg studiată la aceste noi tipuri de izolații, în schimb tensiunea de-a lungul straturilor, respectiv tensiunea de conturare, a fost mai puțin analizată.

Din studiul efectuat se pot trage cîteva concluzii interesante. Prin creșterea presiunii la operațiile de calibrare a izolației (între limitele 5 și 10 kg/cm^3), tensiunea de conturare crește de 3 ÷ 3,5 ori. La stabilitatea valorilor tensiunilor de străpungere și de conturnare are mare importanță vidul în care s-a făcut impregnarea. Astfel, la vidul de 0,5–1mm col. Hg, tensiunea de străpungere rămîne, practic, constantă după îmbătrînirea accelerată, la 150°C, timp de 100 zile, pe cîtă vreme, la izolații impregnate sub un vid de 20 mm col. Hg, tensiunea de străpungere scade pînă la 25 % din valoarea inițială.

A. B.

CZ 621.315.619.3

Pintali, I. S. **Caracteristicile descărcărilor parțiale inițiale în izolație de hîrtie-ulei a condensatoarelor sub tensiunea în curent continuu** (Karakteristichi nacialnih ciasticinih razreadov v bumajno-maslianoi kondensatornoi izoliații pri peremenom napriajehii). În: Izvestia Vîsșih Ucebnih Zavedenii Energhetika **10**, nr. 4, 1967, p. 18–24, 3 fig., 12 ref. bibl.

Determinarea intensității descărcărilor parțiale (I) duce în mod direct și la aprecierea duratei de viață a izolației (τ), în cazul de față a condensatoarelor de forță, după relația:

$$\tau = \frac{\text{const.}}{I}.$$

Pentru dielectrici cu grosimi între 20 și 50 μF, intensitatea cîmpului electric, corespunzător ionizării inițiale (E_i), depinde

în primul rînd de gradientul de potenţial de lucru (E), grosimea dielectricului (δ) şi alţi factori.

$$E_i = K \cdot \delta^{-0,58};$$

$$i = \frac{I}{L} = A\left(\frac{E}{E_i}\right)^m,$$

unde :

L este lungimea marginii electrodului, iar

i — intensitatea specifică a descărcărilor parţiale.

Pornind de la aceste relaţii, se studiază analitic şi practic dielectricul format din hîrtiile de condensator de marca KON (I şi II), impregnate în uleiuri minerale.

Se obţin curbele variaţiei intensităţii descărcărilor parţiale în funcţie de gradientul de potenţial de lucru (în limitele 10 — 60 kV/mm).

A. B.

CZ 621.315.62.001.5

Borin, V. N, **Izolaţia trecerilor cu hexafluorură de sulf** (Izoleaţia elegazovîh vrodov). In: Elektrotehnika, nr 9, 1967, p. 43—45, 6 fig., 15 ref. bibl.

În ultimii ani, utilizarea hexafluorurii de sulf (SF_6) în construcţia aparatajului de comutaţie de înaltă tensiune şi a transformatoarelor prezintă pentru constructori un mare interes datorită caracteristicilor sale dielectrice. În articole se studiază problemele de izolaţie pe care le pun trecerile izolante realizate în două variante : cilindri coaxiali cu izolaţia de hexafluorură de sulf şi treceri cu izolaţia de tip condensator în acelaşi gaz.

Calculul repartiţiei cîmpului în prima variantă scoate în evidenţă un efect de polaritate, şi anume că gradientul de străpungere la polaritatea pozitivă a cilindrului interior este mai mare decît la cea negativă ; există chiar o valoare a raportului $\frac{R}{r}$ pentru care se obţine o repartiţie optimă. Relaţiile de calcul pentru o asemenea construcţie, ca şi o serie de recomandări privind uniformizarea cîmpului electric sînt analizate pe larg.

Cea de-a doua variantă, şi anume realizarea unor treceri de tip condensator, dar cu hexafluorură şi nu cu izolaţie din hîrtie în ulei, prezintă importante avantaje tehnologice.

Prototipurile executate în cele două variante, încercările la care au fost supuse, studiul ionizării care apare la creşterea tensiunii şi compararea performanţelor acestora cu a celor în construcţie clasică, sînt tratate, de asemenea, în articol.

Fl. T.

CZ 621.315.626

Krasser, G. **Probleme termice ale trecerilor de înaltă tensiune** (Thermische Probleme bei Hochspannungsdurchführungen). În: Bull. ASE **58**, nr. 7, 1967, p. 309—321.

Ca urmare a creşterii continue a tensiunii şi puterii marilor transformatoare din sistemele energetice, problemele termice privind trecerile izolante capătă o deosebită importanţă şi constituie un criteriu determinant în dimensionarea şi construcţia unor elemente importante din instalaţiile electrice.

Se descriu particularităţile care apar la construcţia trecerilor, ca urmare a modului specific de repartiţie a temperaturii şi scurgerii căldurii, indicîndu-se soluţii dezvoltate şi aplicate în tehnică în vederea asigurării răcirii. Plecînd de la o determinare matematică a repartiţiei de temperatură, se analizează în detaliu problema unor suprasarcini temporare, indicîndu-se un procedeu de reprezentare grafică simplu şi clar. Această reprezentare, ilustrată prin cîteva exemple, permite să se efectueze o comparaţie directă a datelor prescrise de anumite norme privind capacitatea de suprasarcină a transformatoarelor cu capacitatea de suprasarcină admisibilă a trecerilor.

În încheiere se stabilesc diagrame de suprasarcină folosind calculatoare electronice, indicîndu-se şi alte posibilităţi de extindere a metodei la alte echipamente.

Fl. T.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglarea energiei electrice. Comutatoare. Întrerupătoare, disjunctoare etc. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor*

CZ 621.316.06

Poltev, A. J. **Separatoare rapide şi scurtcircuitoare de 110kV în hexafluorură** (Bistrodeistvuiuşcie elegazovîe et deliteli i korotkozamîcateli na 110 kV). În : Elektrotechnika, nr. 9, 1967, p. 21—24, 5 ref. bibl.

O serie de neajunsuri întîmpinate la aparatajul de 35—220 kV în execuţie deschisă au dus la realizarea unor tipuri de aparate la care influenţa mediului înconjurător asupra siguranţei în funcţionare a aparatului să fie exclusă ; s-au realizat aparate la care sistemul de contacte să fie dispus *în incinte* cu hexafluorură de sulf, care, datorită rigidităţii dielectrice mai bune ca a aerului, a redus şi distanţa dintre contacte ; presiunea hexafluorurii utilizate în cele două construcţii a fost de două atmosfere.

Se descriu construcţiile pentru cele două tipuri de aparate amintite, sistemul de funcţionare şi încercările la care au fost supuse, rezultînd o serie de avantaje importante, şi anume : timpul propriu de funcţionare de 3—5 ori mai redus ca la cele clasice, funcţionarea independentă de mediul exterior, capacitatea separatorului în hexafluorură de sulf de a deconecta toţi curenţii, inclusiv pînă la cel nominal.

Comportarea acestor aparate în reţea a fost bună, permiţînd trecerea la exploatarea substanţelor fără personal de deservire.

Fl. T.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.39.088.228:536.531

Walter, D. **Încălzirea proprie a termometrelor cu rezistenţă** (Die Eigenerwärmung bei Widerstandsthermometern). În : ETZ-B, nr. 22, 1967, p. 637—640, 3 tab., 2 fig.

Prin încălzirea proprie a unui termometru cu rezistenţă se înţelege urcarea $\Delta\delta$ a temperaturii bobinajului de măsurat, provocată de curentul din termometru faţă de temperatura ambiantă, care urmează a fi măsurată. Articolul descrie o metodă de măsură pentru determinarea exactă a încălzirii proprii în condiţiile de exploatare. Pentru măsurarea temperaturilor între —200°C şi + 800°C se utilizează, în general, termometrul cu rezistenţă de platină. De obicei, încălzirea proprie se neglijează. Cînd însă este vorba de mari precizii în măsurarea temperaturii, această încălzire proprie trebuie luată în considerare. În general ea se calculează pentru cele două cazuri extreme : în aer staţionar şi în apă curgătoare. Autorul, în calcule, pornind de la formula lui Joule ($P = I^2R$), ajunge la o mărime K(coeficientul de încălzire proprie a rezistenţei de măsură), pe care îl defineşte printr-o formulă şi îl determină apoi şi pe baza a două experienţe : una pentru cazul aerului staţionar (în repaus) şi alta pentru apa curgătoare.

Rezultatul experienţelor este conţinut în două tabele, care conţin valorile lui K, atît pentru diferite dimensiuni de rezistenţe de măsură înfăşurate pe ceramică sau sticlă, cît şi pentru rezistenţele introduse în praf de ceramică. O a treia tabelă conţine valorile reciproce ale lui K (acestea avînd dimensiunea grd/m W), atît în aer, cît şi în apă.

Autorul încheie cu concluziile trase din valorile celor trei tabele : rezistenţele Degussa pe ceramică şi cele pe sticlă, avînd un curent propriu de 3 mA, măsoară cu erori de 0,008—0,024°C în apă şi de 0,06—0,11°C în aer.

Gh. C.

CZ 621.318 ***Magnetism industrial. Aparate cu magneţi. Bobine. Relee***

CZ 621.318.37.001.57

Kojevinikov, S. N., Loboda, V. M. şi Fabrica, L. P. **Determinarea parametrilor optimi ai instalaţiilor electromagnetice cu ajutorul modelelor electronice** (Vîbov optimalinîh parametov electromagnitnîh ustrostv s pomosciiu electronîi modeli). În: Elektricestvo **10**, noiembrie 1967, p. 44—48, 8 fig., 8 ref. bibl.

Se fac o serie de consideraţii asupra modului de determinare a parametrilor optimi ai instalaţiilor electromagnetice cu ajutorul maşinilor electronice analogice. Modelul se realizează la scară, ţinîndu-se seamă de principalele caracteristici ale circuitului fizic. Elementele din schema modelului conceput ţin seamă şi de posibilitatea de variaţie a parametrilor din instalaţia considerată spre modelare. Se construieşte schema de calcul şi se analizează procesul tranzitoriu, arătîndu-se premisele şi relaţiile ce redau fenomenul fizic. Se întocmeşte modelul electronic, se arată modul de variaţie a mărimilor din instalaţia electromagnetică — cu ajutorul unor diagrame relativ simple. Se trasează nomograme pentru alegerea parametrilor optimi ai circuitelor suprasolicitate.

Se dă un exemplu numeric care arată, pe de o parte, care sînt valorile numerice ale elementelor dintr-un circuit real supus modelării, iar pe de altă parte, modul de construire şi folosire a nomogramei pentru alegerea parametrilor optimi pentru circuitele suprasolicitate.

A.C.

CZ C21.352 ***Generatoare de electricitate pe cale electrochimică***

CZ 621.352.1

Dupeyrant, M. **Noi tipuri de pile** (Piles à phases liquides, pile à ,,efect'' de concentration, piles opposant l'on Na^+ à l'ion K^+). În: Rev. Gén, Élect., tom **76**, nr. 10 1967, p. 1 273—1 277, 4 fig., 13 ref. bibl.

Se descriu pilele fără electrozi metalici formate din (Na) şi (K). Astfel, se fac consideraţii şi asupra pilelor la care disimetria constă în diferenţa de concentraţie, şi pile la la care disimetria provine din diferenţa dintre natura ionilor.

După o scurtă prezentare a problemei se arată premisele de construire a unor astfel de pile şi se descrie modelul experimental. Modelul comportă o sursă de energie şi un dispozitiv de selectare a ionilor. Pilele cu faze lichide au electrozi reversibili, iar mediile în contact sînt săruri de potasiu şi sodiu despărţite printr-o conductă prin care circulă apa. Pilele cu efect de concentraţie sînt formate dintr-un tub în formă de ,,U'', în care coexistă două lichide: primul la bază, iar al doilea umple ramurile. În cele două ramuri. concentraţiile diferă. Se descrie apoi mecanismul de lucru şi se precizează că pentru un raport al concentraţiilor de circa 10 se obţine o tensiune de circa 58 mV. Ultimul tip de pilă descris conţine ioni de Na^+ şi K^+. Se arată grafic variaţia tensiunii obţinute pentru diverse concentraţii. Astfel de tipuri de pile permit transformarea diferitelor feluri de energii în energie electrică.

A.C.

CZ 621.78 ***Tratamente termice ale metalelor***

CZ 621.785.545.4

Jarry, O. **Încălzirea şi tratamentele termice ale metalelor prin inducţie** (Réchauffage et traitements thermiques des métaux par induction). În: L'électriciene **80**, nr. 2085, iunie 1967, p. 140—145.

După un scurtcircuit al încălzirii inductive, urmează o expunere succintă a principiilor încălzirii inductive. Se ştie că o masă metalică introdusă în cîmpul unui solenoid parcurs de curent alternativ duce la formarea de curenţi în masă M, dar numai la periferia corpului pe un strat de grosime δ. Randamentul de transfer al energiei depinde de raportul dintre diametrul corpului M şi δ. Pentru încălzirea în masă a metalului este de dorit ca δ să fie cît mai mare. Se dau liste de frecvenţe recomandate pentru diferite temperaturi şi diametre ale corpurilor metalice, feroase şi neferoase. De asemenea, se dă timpul optim de încălzire pentru ca tamperaturile din interior şi exterior să difere cu 80°C, precum şi timpul necesar pentru ca temperatura în exterior şi în interior să fie egală. În continuare se dă, tot sub formă de tabelă, consumul specific pentru diverse metale în kWh/t.

Articolul relevă avantajele nete ale încălzirii inductive ca rapiditate în încălzire, structura metalurgică mai bună a metalului, eliminarea practică a oxidării, manevrarea uşoară şi uşor de automatizat, condiţii de muncă mult mai ameliorate (lipsă de roze calorice, fum, zgomot).

Se descriu în continuare şi alte aplicaţii ale încălzirii inductive referitoare la tratamentele termice ale metalelor; încălzirea înainte de laminare, trefilarea, sudura. Se prezintă date tehnologice asupra unor instalaţii de încălzire inductivă realizate. Se descrie o instalaţie de recoacere a oţelului, una de încălzire a bandajelor de la roţile de tren înainte de fixare, cum şi o instalaţie de încălzire a metalelor ce urmează a fi laminate.

I. D.

CRONICĂ

Progresul tehnic în industria electrotehnică

CZ 061.3 : 621.31/32.001.2 ,,1968''

A şasea sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice a Institutului de cercetare pentru industria electrotehnică — I.C.P.E. — s-a desfăşurat cu un succes deplin în zilele de 6—7 februarie 1968, conform programului prestabilit şi corespunzător unor bune tradiţii provenite de la sesiunile anterioare.

În cuvîntul de deschidere tov. ing. *C. Faur*, secretar general al M.I.C.M., a comentat sarcinile ce au stat în faţa colectivului I.C.P.E. şi rezultatele obţinute în munca de cercetare şi dezvoltare orientată spre îmbunătăţirea producţiei electrotehnice româneşti. Ritmul de creştere a investiţiilor în această ramură de frunte a industriei noastre a fost de 11 % anual, deci foarte ridicat şi va fi — conform ultimelor prevederi — şi mai ridicat în viitor, ceea ce evidenţiază importanţa ce i se acordă de către conducerea de partid şi de stat. De aceea, colectivul I.C.P.E. stă în faţa unor sarcini mari cărora va trebui să le facă faţă cu cinste. Îmbunătăţind organizarea şi eficienţa muncii de cercetare, colaborînd strîns cu întreprinderile productive, I.C.P.E. va putea contribui din plin la ridicarea pe treptele cele mai înalte a industriei electrotehnice în ţara noastră.

Tov. conf. ing. *D.F. Lăzăroiu*, directorul institutului, a prezentat realizările colectivului în toate domeniile profilului, caracterizîndu-le după succesul lor în faza următoare de proiectare, pilot şi de asimilare în producţie.

S-a remarcat animarea activităţii de descoperiri şi invenţii, ilustrată de numărul mai mare al brevetelor acordate şi a creşterii numărului de produse exportate bazate pe invenţii. Din punct de vedere economic, I.C.P.E. a progresat înspre o autonomie economică în sensul că numai o fracţiune din

cheltuieli se acoperă din fonduri bugetare, partea majoră fiind acoperită prin contracte cu întreprinderile industriale. Relaţiile de colaborare cu acestea vor trebui să devină şi mai strînse în interesul ambelor părţi.

Acad. *Aurel Avramescu* a adus salutul secţiei a IV-a de ştiinţe tehnice şi a Comisiei de automatizare a Academiei Republicii Socialiste România, cum şi al redacţiei revistei Electrotehnica, arătînd că în actuala etapă de dezvoltare a industriei electrotehnice frontierele între curenţii tari şi curenţii slabi, între electrotehnică, electronică şi automatică dispar şi problemele de cercetare, respectiv de proiectare, trebuie rezolvate, întrebuinţînd mijloacele cele mai potrivite pe care tehnica cea mai modernă le oferă. Astfel : la celulele prefabricate comanda automată se va realiza cu elemente logice electronice integrate ; panourile de comandă se miniaturizează, adoptîndu-se tehnici din telecomunicaţii ; osciloscopul devine un instrument comun de măsurare sau evidenţiere ; înalta frecvenţă (de exemplu, laserul) se introduce în transmisia energiei de foarte mare putere. Supraconductoarele şi semiconductoarele, materialele magnetice, respectiv izolate speciale, îmbogăţesc arsenalul proiectanţilor şi pot deveni obiecte interesante de cercetare orientată spre utilizarea materiilor prime autohtone. Cadrele de cercetare, inginerii şi tehnicienii nu vor putea face faţă solicitărilor ce vor creşte vertiginos decît ridicîndu-şi continuu nivelul profesional prin autoinstrucţia şi urmarea unor cursuri, conferinţe, seminarii. Informarea tehnico-ştiinţifică devine o problemă cheie, de care va depinde succesul cercetării.

Ordinatorul va modifica profund orientarea muncii de investigaţii prin preluarea treptată a tuturor operaţiilor cuatificabile sau schematizabile, cercetătorului revenindu-i sarcini de intelectualitate superioară, de decizie.

I.C.P.E. se înscrie hotărît pe aceste coordonate, astfel după cum reiese din bogatul program al acestei sesiuni.

Lucrările s-au desfăşurat în patru secţii. În cele ce urmează redăm rezumatul unor comunicări mai de seamă.

Secţia A. Maşini şi echipamente electrotehnice

Bunea, V., Cahaner, S. şi *Tatarim, M.* Magnetizarea mediilor feromagnetice. O nouă metodă de calcul pentru soluţionarea ecuaţiilor cu derivate parţiale neliniare.

Se dă o metodă nouă care duce la soluţionarea ecuaţiilor cu derivate parţiale de tip parabolic cu posibilităţi largi de generalizare. Unicitatea soluţiei este asigurată. Se soluţionează matematic exact problema distribuţiei cîmpului şi inducţiei la magnetizarea tolei de oţel silicios folosită în construcţia maşinilor electrice, problemă veche, nesatisfăcător rezolvată pînă astăzi. Soluţia este posibilă în toate cazurile de magnetizare, fie că aceasta se face cu flux total sinusoidal dat, fie că se face cu tensiune magnetizantă sinusoidală de suprafaţă dată.

Problema a fost rezolvată cu ajutorul calculatoarelor electronice CIFA 4, CET 500 şi ELLIOTT 803. Se prezintă programul în limbajul general Algol 60.

Stănciulescu, F şi. *Susea, A.* Probleme privind cîmpul electromagnetic în medii neliniare. Studiul soluţiilor şi aplicaţii pe calculator digital.

Se arată importanţa problemelor privind cîmpul electromagnetic în medii neliniare ca : feromagnetici (tola feromagnetică, semispaţiul infinit, feromagnetic), semiconductoare (cilindrul semiconductor), dielectrici neliniari şi circuite cu elemente neliniare. Se scriu ecuaţiile care constituie modelul matematic al oscilaţiilor neliniare ale cîmpului, atît pentru medii izotrope şi anizotrope, cît şi pentru circuite cu elemente neliniare. Se formulează probleme la limită corespunzătoare fenomenului fizic şi se efectuează un studiu al soluţiilor acestor probleme, stabilindu-se unele criterii de corectitudine.

Se rezolvă problemele propuse, cu ajutorul calculatorului digital. Se utilizează un algoritm unitar de calcul, reducîndu-se problema la o problemă Cauchy, pentru un sistem diferenţial de ordinul 1, neliniar. Se dau două aplicaţii pe calculatorul ELLIOTT 803.

Zorzor-Winter, Z.M. Algoritmul FORTE. Calculul forţelor axiale în coordonate carteziene.

Se prezintă un algoritm pentru calculul componentei radiale $B_{rad}\ (x,y)$ pornind de la legea Biot-Svarat-Laplace, în coordonate carteziene. Metoda descrisă s-a dovedit utilă pentru transformatoarele de mare putere, dînd erori mari în cazul transformatoarelor mici. Algoritmul se dă sub forma limbajului concret de publicare (schema logică din fig. 1). De asemenea, se dă şi o reprezentare concretă a acestui algoritm, folosind limbajul de programare ALGOL ELLIOTT 4 100.

Calculul unei prize a durat circa 3 min pe acest calculator.

Zorzor-Winter, Z. M., Onica, P. şi *Gheorghe, S.* Algoritmul CILIN. Calculul forţelor axiale în coordonate cilindrice.

Se descrie în limbajul concret de publicare ALGOL 60 un algoritm pentru calculul forţelor axiale dintr-un transformator, în cazul unui model matematic al fenomenului fizic care foloseşte coordonate cilindrice. Se evaluează atît componenta radială, cît şi forţa axială reprezentată prin serii rapid convergente. Algoritmul cuprinde un număr de procedeuri pentru calculul funcţiilor speciale care apar : funcţiile Bessel modificate de speţa I şi II, funcţia lui Struve şi procedeuri de integrare numerică.

Bălă, C. Pierderile suplimentare în înfăşurările cu foile conductoare ale transformatoarelor de putere.

Avantajele economice ale utilizării foliei conductoare în construcţia transformatoarelor de putere sînt determinate de costul mai redus al foliei şi de procesul tehnologic mai simplu al acesteia, în raport cu înfăşurările executate din conductor masiv. La dimensionarea foliei conductoare, este necesar să se cunoască pierderile suplimentare care se produc la funcţionarea în sarcină, datorită refulării curentului electric ; se deduc expresii de calcul pentru pierderile suplimentare care se produc în înfăşurările din folie ale transformatoarelor de putere şi se stabilesc concluzii cu privire la utilizarea foliei în construcţia acestora.

Babuţia, I. Cercetări teoretice şi experimentale asupra pierderilor suplimentare în sarcină din motoarele asincrone trifazate.

Se prezintă concluziile teoretice cu privire la dependenţa pierderilor suplimentare în sarcină de valoarea întrefierului. Aceste pierderi sînt produse în miezul feromagnetic al motoarelor asincrone cu colivie turnată în rotor, avînd barele conductoare înclinate şi neizolate faţă de tole. De asemenea se prezintă cîteva rezultate practice noi, în sensul îmbunătăţirii caracteristicilor electrice ale motoarelor asincrone de putere mijlocie prin reducerea pierderilor suplimentare în sarcină. Aceste rezultate confirmă concluziile teoretice.

Liuba, V. şi *Ţogui, I.* Despre funcţionarea motoarelor asincrone trifazate în cazul alimentării de la o reţea monofazată.

Se dau relaţiile de calcul pentru schema de simetrizare cu condensator şi autotransformator prevăzută pe locomotiva electrică, relaţii care permit corelarea parametrilor schemei de alimentare şi ai motorului asincron trifazat. Se verifică experimental relaţiile de calcul şi se determină caracteristicile motorului în vederea asigurării unei funcţionări corespunzătoare a acţionării.

Şora, I. Determinarea momentului de inerţie al rotoarelor maşinilor electrice prin efectuarea încercării de lansare.

Precizarea cantitativă pe cale analitică a momentului de inerţie al rotoarelor maşinilor electrice se face în general cu erori, datorită faptului că expresiile de calcul folosite au la bază unele ipoteze simplificatoare. Ca urmare, se impun metodele experimentale. Se prezintă o schemă bazată pe metoda încetinirii şi rezultatele experimentale obţinute.

Braşovan, M. Asupra noţiunii de putere uniorară a motoarelor electrice de tracţiune.

În prezent, puterea nominală a motoarelor electrice de tracţiune se defineşte după un criteriu care nu reflectă condiţiile reale în care are loc funcţionarea în exploatare a acestor motoare. Se ştie că în toate standardele naţionale şi internaţionale puterea uniorară a motoarelor electrice de tracţiune este definită drept putere nominală. În timpul exploatării acestor motoare nu intervine însă funcţionarea uniorară, ceea ce duce uneori la confuzii şi interpretări greşite. În baza studiului actual de dezvoltare a tracţiunii electrice şi a perfecţionării construcţiei motoarelor electrice de tracţiune, autorul încearcă să găsească o propunere pen-

tru eliminarea controverselor şi pentru încadrarea acestei probleme în criteriile generale unanim acceptate de determinare a puterii motoarelor electrice de acţionare.

Oprendeck, B. Asupra metodei limitelor individuale.

Se analizează substratul ştiinţific şi matematic al metodei limitelor individuale utilizate în controlul de serie al maşinilor asincrone. Se determină principial domeniul de competenţă al metodei şi se deduce o metodă pentru calculul probelor de serie. Concluziile sînt bazate pe un bogat material experimental, care verifică considerentele teoretice.

Marinescu, M. Stadiul actual al calculului reactanţelor de dispersie ale laturilor de bobină plasate în crestături şi ale capetelor de bobină în maşinile electrice rotative (sinteza preocupărilor pe plan mondial).

Se face o trecere în revistă a tuturor lucrărilor apărute în revistele de specialitate de dată foarte recentă (1960—1966) privitoare la cîmpurile de dispersie ale laturilor de bobină din crestături (inclusiv problema refulării curentului) şi ale capetelor de bobină, pentru toate tipurile clasice de maşini electrice rotative. Se examinează direcţiile de cercetare existente şi se indică relaţii noi pentru calculul reactanţelor, care conduc la rezultate mai corecte decît cele ce se obţin cu formulele cunoscute.

Liuba, V. şi *Vasile, M.* Acţionarea compresoarelor cu cilindri opuşi de către motoare sincrone cu turaţie mică.

Dimensionarea motoarelor sincrone pentru acţionarea compresoarelor cu cilindrii opuşi este condiţionată de oscilaţiile admisibile ale curentului absorbit de motor. Se analizează metode uzuale de determinare a oscilaţiilor de curent şi se arată că simplificările pe care le implică pot duce în unele cazuri la rezultate eronate. Se determină oscilaţiile de curent pentru unele din agregatele de compresor ce se vor fabrica în ţară.

Şofan, E. Probleme privind reglarea frecvenţei la convertizoarele de frecvenţă cu tiristoare pentru aplicaţii CIF.

Prima problemă se referă la oportunitatea reglării după voie a frecvenţei, aducîndu-se argumente de natură tehnologică econnmică organizatorică şi energetică. A doua priveşte performanţele referitoare la frecvenţă, stăruindu-se asupra dificultăţilor legate de disipaţia de căldură din perioada de amorsare şi indicîndu-se cîteva soluţii pentru înlăturarea lor, dintre care una cu caracter de originalitate. De asemenea, se indică o corelaţie între limita superioară a domeniului de variaţie a frecvenţei şi varianta de convertizor adecvată. Se fac cîteva observaţii referitoare la domeniile de utilizare ale încălzirii prin inducţie, ţinîndu-se seamă de posibilitatea de reglare a frecvenţei.

Bălteanu, Şt. Studiu critic asupra unor caracteristici ale ridicătorului de frînă electrohidraulic folosit la sisteme de ridicare acţionate cu motor asincron cu inele.

Ridicătoarele de frînă electrohidraulice (REH) sînt folosite tot mai mult la sistemele de ridicare acţionate cu motoare asincrone cu inele, deoarece, pe lîngă o frînare sigură, ele permit o automatizare a frînării, în vederea modificării turaţiei sistemului de acţionare. Alegerea acestor aparate pentru un anumit sistem de acţionare, reclamă cunoaşterea caracteristicilor de funcţionare ale ridicătoarelor de frînă electrohidraulice. În lucrare se prezintă o metodă analitică pentru determinarea caracteristicilor de frînă ale REH, precum şi posibilitatea adaptării forţelor dezvoltate de aceste ridicătoare, la cerinţele impuse de sistemul de comandă automată a frînei cu motor asincron, pentru modificarea turaţiei în limite cît mai largi.

Finţescu, D. şi *Gudumac, M.* Agregate automatizate pentru alimentarea cu curent continuu a instalaţiilor de electroliză galvanizare sau eloxare.

După ce se prezintă condiţiile şi performanţele care trebuie să le îndeplinească agregatele automatizate de alimentare cu curent continuu a băilor de electroliză sau eloxare, se examinează principalele părţi componente a acestora; transformatoarele de alimentare (cu un număr mare de faze), amplitudinile magnetice în montaj, autosaturat (inclusiv grupul de diode cu siliciu), tiristoare, prccum şi dispozitivele de comandă, automatizare şi protecţie la scurtcircuit, suprasarcini şi supratensiuni. Se descriu două asemenea agregate concepute şi realizate la I.C.P.E., unul de 60 V şi 400 A şi altul de 60 V şi 3 000 A.

Lăzăroiu, D. F. şi *Şlaiher, S.* Contribuţie la studiul maşinilor cu întrefier axial, pe baza teoriei maşinii clasice cu întrefier cilindric.

Se prezintă modul de abordare al teoriei maşinilor cu întrefier axial, plecînd de la teoria maşinii clasice cu întrefier cilindric, pe baza unei duble transformări conforme. Este analizată rezolvarea ecuaţiei Laplace a potenţialului magnetic, atît pe cale directă, cît şi utilizînd transformarea de mai sus, rezultatele obţinute fiind identice.

Secţia B. Aparate electrice şi tehnica tensiunilor înalte

Avramescu, A. Relaţii de similitudine ale descărcărilor parţiale în alveole din izolanţi solizi.

Ultimile cercetări experimentale efectuate pe modele ale unor goluri din izolanţi solizi au evidenţiat că egalitatea sarcinilor polarizate se subîmparte pe numeroase descărcări filiforme în paralel succesive. Se stabileşte modelul fizic al unei descărcări între plăci izolante paralele şi se analizează legile de similitudine în ipoteza unui cîmp disruptiv constant sau la distanţe mici, uşor crescător. Analiza permite a se trage concluzii privind spectrul de frecvenţă al descărcărilor parţiale în transformatoare.

Tănăescu, Fl. şi *Râulescu, I.* Contribuţii la studiul descărcărilor parţiale în alveolele unui dielectric.

După o scurtă prezentare a efectului pe care îl poate produce o alveolă umplută cu gaz în interiorul unui dielectric, se fac cîteva consideraţii asupra modelului clasic al dielectricului cu gol şi a modelelor mai moderne apărute, pentru a pune o mai mare concordanţă între datele teoretice şi cele experimentale. Se prezintă rezultatele experimentale obţinute la încercările în alveolele semideschise sau încastrate în dielectrici, urmărindu-se variaţia numărului de descărcări sau amplitudinea impulsului, funcţie de tensiunea aplicată. Influenţa pe care o are poziţia alveolei asupra mecanismului descărcării este de asemenea tratată, insistîndu-se asupra faptului că rezultatele experimentale dobîndite, specifice descărcărilor în aveole, pot constitui un criteriu în defectoscopia sistemelor izolante.

Râulescu, I, şi *Tănăsescu, Fl.* Mecanismul apariţiei descărcărilor parţiale la un sistem de electrozi vîrf-placă, în aer şi ulei.

După o scurtă prezentare a fenomenelor ce au loc într-o combinaţie de electrozi, care prezintă cea mai neuniformă repartiţie a cîmpului electric (vîrf-placă), se prezintă o schemă pentru înregistrarea descărcărilor parţiale ce au loc între aceşti electrozi în aer sau în ulei. Arătîndu-se elementele caracteristice ale impulsului apărut în cele două medii şi diferenţa dintre acestea, se fac unele aprecieri privind posibilitatea de a discerne locul dintr-un echipament electric ce conţine aer şi ulei (un transformator, de exemplu). Un fenomen interesant, apărut la măsura descărcărilor parţiale într-un sistem mixt aer-ulei, este descris de autori, fenomen ce explică deteriorarea unor echipamente electrice din cauza „refulării" uleiului din faţa unor vîrfuri sub tensiune.

Popescu, Gh. şi *Andreescu, M.* Asupra metodelor de încercare industrială a transformatoarelor la descărcări parţiale.

Se analizează toate problemele ridicate de încercarea la descărcări parţiale a transformatoarelor, aşa cum rezultă din literatura de specialitate şi din discuţiile duse în cadrul conferinţelor internaţionale. În încheiere se redau şi se analizează rezultatele experimentale obţinute pe transformatoare din fabricaţia curentă a U.E.P.C., folosind un măsurător selectiv şi un analizor diferenţial monocanal, ambele aparate realizate la I.C.P.E.

Barbu, I. şi *Lăzărescu, R.* Seria de siguranţe ultrarapide pentru protecţia redresoarelor cu sliiciu.

Se prezintă seria de siguranţe ultrarapide pentru protecţia redresoarelor cu siliciu realizată pentru curenţii nominali de la 10 la 100 A. Calculul termic al fuzibilului este prezentat folosindu-se coeficienţii de transmisie a căldurii, determinaţi pentru astfel de siguranţe, după o metodă originală. Din curbele şi tabelele prezentate, rezultă că performanţele siguranţelor sînt la nivelul siguranţelor realizate pe plan mondial ca, de exemplu, Siemens şi A.E.G. Dintre performanţe se remarcă supratensiunile reduse, datorită soluţiei originale adoptate (soluţie care a fost caracterizată ca in-

venţie), caracteristica de limitare a curentului bună, parametru $I^2 t$ redus etc.

Marinescu, I., Vascan, T., Torok, I. şi *Bîrcă, C.* Siguranţe fuzibile de înaltă tensiune şi mare putere, limitatore.

Se prezintă lucrările de elaborare a seriei unitare de siguranţe fuzibile pentru 6—35 kV şi 2,5—100 A. Se analizează siguranţa fuzibilă în cele trei regimuri de funcţionare, indicîndu-se efectul ei limitator, apoi, sînt enumerate elementele constructive principale, importanţa lor în funcţionarea siguranţei, precum şi influenţa tehnologiei asupra parametrilor ei. Sînt arătate încercările efectuate asupra prototipurilor ei de siguranţe fără a se insista asupra rezultatelor.

Barbu, I. şi *Susea, A.* Rezolvarea ecuaţiei liniare cu coeficienţi constanţi a încălzirii, pe calculatorul digital.

Se prezintă ecuaţia liniară a încălzirii pentru fuzibilele siguranţelor electrice şi se studiază în cazul adimensional o problemă de tip mixt. Se stabileşte un criteriu de corectitudine al soluţiei pentru ecuaţia propusă. După un studiu teoretic al soluţiei se trece la calculul ei numeric. Prin folosirea metodei „spaţiu discret-timp continuu", se trece la o problemă Caucy pentru un sistem de ecuaţii diferenţiale, rezolvat prin metoda Runge Kutta-Merson. Spre exemplificare se prezintă două aplicaţii numerice rezolvate pe calculatorul Elliott 803, pentru care se trasează graficele încălzirii

Vascan, T. Andreescu, M. Comportarea izolatoarelor de înaltă tensiune la murdărire.

Se prezintă problema contaminării izolaţiei şi se descrie mecanismul conturnării sub strat străin şi principalele metode de încercare a izolaţiei de exterior impurificate. Problema este studiată la I.C.P.E. prin asimilarea unei metode de încercare artificială cu ajutorul căreia se pot obţine, prin încercări pe izolatoare, date care să predetermine comportarea lor în zone contaminate şi de asemenea eficacitatea mijloacelor profilactice întrebuinţate în exploatare. A fost realizată şi experimentată instalaţia necesară aplicării metodei de încercare artificială cu ceaţă salină, precum şi aparatura complexă de măsură care este în curs de perfecţionare în acest an. Probele făcute pînă acum au arătat că instalaţia şi aparatura realizată vor permite aplicarea corectă a metodei amintite.

Lucescu, S., Stere, E, ş.a. Utilizarea răşinilor epoxidice la executarea izolatoarelor şi a pieselor electroizolante.

Lucrarea prezintă o analiză succintă a introducerii pe plan mondial a răşinilor epoxidice la fabricarea izolatoarelor şi pieselor electroizolante, precum şi a diverselor avantaje tehnice şi economice ce decurg din aceasta. Lucrarea prezintă în continuare cercetările desfăşurate în cadrul I.C.P.E. în cursul anului 1966 şi concretizate prin executarea izolatorului suport de interior SAI 20 din răşină epoxidică.

Huidu, T. şi *Cruceanu, E.* Aplicaţii ale fotoelasticităţii în industria electrotehnică. Studiul fotoelastic al stării de tensiuni mecanice a unui izolator de interior.

Se prezintă succint bazele fizico-matematice ale fotoelasticităţii, aparatura necesară, principii de lucru şi aplicaţii generale, apoi studiul fotoelastic al stării de tensiuni mecanice a unui izolator de interior de clasă A 20 kV, realizat pe răşini epoxidice, în special efectul armături asupra stării de tensiuni a izolatorului la o solicitare de încovoiere.

Checiulescu, M., Solomonescu, S. şi *Grînescu, S.* Cercetări cu privire la realizarea unor tipuri de bateriii de condensatoare derivaţie de înaltă tensiune, cu caracteristici tehnico-economice ridicate.

Lucrarea sintetizează rezultatele cercetărilor privind realizarea unor tipuri de baterii de condensatoare derivaţie de înaltă tensiune cu performanţe ridicate. Se pot evidenţia preocupările pentru elaborarea unor soluţii optime din punct de vedere tehnico-economic, pe baza cercetărilor cu caracter original şi a utilizării aparaturii şi echipamentelor asimilate de industria electrotehnică românească. Estimările asupra eficienţei asimilării în producţie şi dotării sistemului energetic naţional cu asemenea instalaţii, arată efectele deosebit de favorabile determinate de bateriile automatizate asupra reducerii pierderilor active şi a căderilor de tensiune din sistemele energetice.

Secţia C. Protecţia climatică a produselor electrotehnice şi neelectrotehnice

Antohi, C., Teodorescu, M. ş.a. Comportarea la încercările climatice a noilor tipuri de produse electrotehnice destinate utilizării în regiuni cu climă deosebită.

Se prezintă rezultatele obţinute în ultimul an la încercările climatice ale principalelor grupe de noi produse electrotehncie, destinate utilizării în regiuni cu climă deosebită. Se fac observaţii şi recomandări în legătură cu echipamentul electric pentru autovehicule, aparatajul de joasă tensiune, aparatajul de înaltă tensiune şi maşinile electrice rotative. În concluzie se arată că comportarea necorespunzătoare a unor produse se datoreşte în general unor cauze ce pot fi eliminate, cu actualul nivel tehnic al fabricilor.

Pîrligras, E., Stănescu, E. şi *Kemeny, R.* Acţiunea factorilor climatici asupra materialelor pe bază de PVC folosite în industria electrotehnică.

Se analizează acţiunea factorilor climatici aplicaţi în condiţii de laborator asupra a 10 sorturi de PVC plastifiat, utilizat ca material electrotehnic. Acţiunea căldurii umede, a căldurii uscate, a frigului şi a radiaţiilor s-a urmărit prin variaţia caracteristicilor electrice şi mai ales a celor mecanice. Din cercetările efectuate reiese că rezistenţa la tracţiune şi — în special — alungirea la rupere reflectă foarte bine degradarea materialului. În cazul cînd materialul este protejat prin adaosuri adecvate, el rezistă la factori climatici cu acţiune puternică, cum este cazul îmbătrînirii termice şi a radiaţiilor.

Gheorghiu, A., Nachman, M. ş.a. Unele caracteristici ale peliculelor rezistive de NiCr.

Sînt prezentate unele rezultate ale cercetărilor efectuate la I.C.P.E. cu privire la proprietăţile peliculelor de NiCr realizate prin metoda evaporării în vid. Se arată în ce condiţii se obţin pelicule de NiCr cu proprietăţi electrice stabile şi cu o bună aderenţă la substrat.

Secţia D. Probleme de electrotehnică

Radu, I. şi *Zaciu, C.* Probleme actuale ale televiziunii în culori.

Lucrarea începe printr-o sumară analizare a stadiului dezvoltării tehnicii televiziunii în culori, indicîndu-se răspîndirea celor trei sisteme NTSC, PAL şi SECAM. Se face o expunere a elementelor de teorie tricromatică a vederii, care stau la baza sistemelor de televiziune în culori, ajungîndu-se la concluzia că — ţinînd seamă şi de condiţia de compatibilitate — este necesar ca sistemele de televiziune în culori să transmită, în afară de semnalul de luminanţă folosit în televiziunea alb-negru, două informaţii de culoare. Sistemele de televiziune în culori diferă între ele prin modul în care transmit aceste două informaţii de culoare. Se expun în continuare principiile generale de funcţionare pentru sistemele de televiziune în culori NTSC, PAL şi SECAM, lucrarea mergînd numai pînă la descrierea schemelor-bloc. În concluzie, se face o comparare între sistemele PAL şi SECAM, care sînt în competiţie pentru ţările europene, arătîndu-se avantajele şi dezavantajele pe care le prezintă fiecare din acestea.

Millea, N. şi *Lazarovici, G.* Probleme ale estimării parametrilor siguranţei în funcţionare la sistemele complexe.

În lucrare se prezintă o sinteză amplă a principalelor rezultate cunoscute azi în ceea ce priveşte studierea siguranţei în funcţionare pe modele şi se indică metode de calcul aplicabile în proiectare pentru estimarea acesteia. Unele chestiuni examinate sînt tratate pentru prima dată în literatura tehnică românească.

Şerbănescu, M. Unele aspecte ale zgomotului la diodele Zener de producţie indigenă.

Autorul prezintă rezultatele măsurării zgomotului în funcţie de curentul de străpungere la diodele Zener de producţie indigenă, care au funcţionat 750 ore. Din alura curbelor obţinute se ajunge la ideea că apariţia centrelor de străpungere are loc mai accentuat în locurile dintre maxime. Este prezentată de asemenea, contribuţia diferitelor frecvenţe la zgomotul total. Evoluţia zgomotului, în scădere în primele 750 ore de funcţionare, arată că măsurările de zgomot vor putea fi utilizate pentru aprecierea siguranţei

în funcționare. Pentru aceasta, autorul își propune să continue cercetarea și să observe comportarea dispozitivului în domeniul de uzură.

Secția E. Materiale electrotehnice și structura lor

Bărcănescu, V., Teodorescu-Butu, M. și *Costache, V.* Metode de analiză chimică pentru aprecierea gradului de oxidare al feritelor de Mn-Zn, prin dozarea elementelor cu valență anormală.

Proprietățile magnetice ale feritelor de Mn-Zn sînt în directă legătură cu structura și compoziția lor chimică. Deoarece în procesul de producere a feritelor apar valențe diferite și anormale, pentru unele elemente, ca rezultat al tratamentelor adoptate, s-au stabilit metode de analiză perfecționate.

Bălășescu, Gh., Cruceanu, E. ș.a. Caracterizarea chimică și structurală a aluminei fabricată de Uzinele de alumină-Oradea, în vederea folosirii ca materie primă în industria electrotehnică.

S-au studiat proprietățile fizice și chimice ale aluminei fabricate la Uzina de alumină-Oradea, și anume : compoziția chimică, densitatea reală, distribuția granulometrică, suprafața specifică, compoziția mineralogică. Rezultatele obținute au fost comparate cu proprietățile aluminei oferite de diferite firme străine pentru industria electrotehnică.

Neuberger, J. Structura granulară și cristalină a feritelor perminvar.

În vederea studierii structurii microscopice a feritelor de tip permivar — care se caracterizează printr-o mare porozitate și o granulație mică — a fost elaborată o tehnică originală și simplă de preparare a secțiunilor metalografice. Studiul întreprins a permis punerea în evidență, pentru prima dată, a structurii granulare a feritelor perminvar tip I.C.P.E. și totodată, s-a putut detecta, pe cale microscopică, prezența fazei cristaline α-Fe_2O_3 în compozițiile ce conțin un exces relativ mare de oxid feric.

Bălășescu, Gh. Studiul compoziției granulometrice a pulberilor de ferită de bariu cu ajutorul microscopiei electronice.

La începutul lucrării se prezintă un studiu general asupra metodelor de lucru cu microscopul electronic, pentru observarea și măsurarea particulelor unei pulberi. Se discută tehnicile de lucru descrise de literatură, devenite nesatisfăcătoare pentru analiza pulberii de ferită, care prezintă fenomenul de magnetizare spontană, nepermițînd dispersarea Se stabilește o metodă pentru determinarea compoziției granulometrice a pulberii de ferită, elaborîndu-se o tehnică de preparare a probelor pe grilă suport și tehnica experimentală de observare a particulelor. Sînt prezentate graficele conținînd prelucrările rezultatelor măsurărilor aplicate pe o probă de ferită de bariu, presinterizată și măcinată și discuția acestor rezultate.

Neuberger, J. Structura periilor pentru mașini electrice, în corelație cu proprietățile lor fizico-mecanice.

S-a studiat structura diferitelor sorturi de perii de cărbune și metalografit, utilizate în mașinile electrice, folosindu-se o tehnică microscopică adecvată. S-a pus în evidență natura componenților, granulația lor și repartiția acestora în masa materialului ; s-au studiat proporția și forma porilor, defectele structurale ca și ceilalți factori care caracterizează o anumită perie. Datele structurale au fost corelate cu proprietățile electrice, fizice și mecanice ale periilor, în funcție de domeniul lor de aplicare. Studiul s-a extins asupra unui mare număr de perii străine, cît și asupra tuturor mărcilor de perii de fabricație românească.

Ursuleanu, I., Bejan, I. și *Bizim, O.* Conductor de folie cupru.

Se prezintă studii pentru realizarea prin depunere electrolitică a unei folii de cupru cu grosime uniformă de 0,035 și 0,070 mm, precum și înalta conductibilitate electrică. De asemenea, se descrie tehnologia de depunere electrolitică a foliei pe instalația pilot. În final, se prezintă unele proprietăți ale foliei de cupru realizate.

Roman, P., Chirea, M. și *Cuteanu, M.* Considerații asupra contactelor sinterizate din wolfram pentru diode redresoare cu siliciu.

În tehnologia dispozitivelor semiconductoare, contactul electric, pentru anumite cazuri, este încă o problemă actuală. Se arată în ce fel s-a încercat rezolvarea acestei probleme pentru diodele redresoare cu siliciu. Trebuie menționat că încercările efectuate se adresau contactului superior al structurii, deși materialul considerat ar putea fi probat pentru ambele contacte. Se prezintă unele proprietăți mai importante ale contactului și căile prin care s-a încercat a se rezolva. Se prezintă tehnica experimentală folosită și rezultatele obținute.

Pîrligras, E., Minea, S. și *Antohi, C.* Comportarea contactelor de wolfram în prezența substanțelor organice în medii cu umiditate ridicată.

În prezența umidității și a anumitor materiale organice pe suprafața contactelor de wolfram se formează o crustă cu proprietăți izolate, care duce la întreruperea circuitelor în instalațiile electrice. Lucrările efectuate au urmărit stabilirea gradului de agresivitate al diferitelor materiale organice, care se folosesc în construcția releului regulator pentru autovehicule, asupra contactelor de wolfram. Sînt prezentate rezultatele obținute cu : materiale conducătoare izolate și izolații pentru bobine, materiale pentru impregnarea bobinelor, materiale izolante suport, materiale de etanșare.

Sesiunea a dovedit în mod convingător justețea orientării cercetărilor din I.C.P.E. spre obiective de mare importanță și spre aplicarea unor mijloace și metode înaintate, condiție esențială a tehnicii moderne.

Acad. *A. Avramescu*

ÎN CENTRUL ATENȚIEI

Întreprinderea de stat (VEB) pentru tehnica semnalizării și siguranței, din Berlin, a realizat în luna trecută o expoziție de specialitate pe terenul principal al expozițiilor din București. Programul vast al expoziției, incluzînd conferințele și filmele de specialitate au comunicat informativ asupra nivelului actual și al perspectivelor din domeniul siguranței pe căile ferate și al comenzilor industriale după sistemul WSSB.

În scopul colaborării viitoare, în aceste domenii, vă stau la dispoziție specialiști ai Biroului tehnic comercial DIA Electrotechnik la secția comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G. în Republica Socialistă România, Calea Dorobanților 14, București, telefon 31.69.30

Proiectant și exportator reprezentînd comerțul gèrman interior și exterior Elektrotechnik : VEB Werk für Signal—und Sicherungstechnik — Berlin,
1193 Berlin, Elsenstrasse 87-96, telefon 27 88 51.

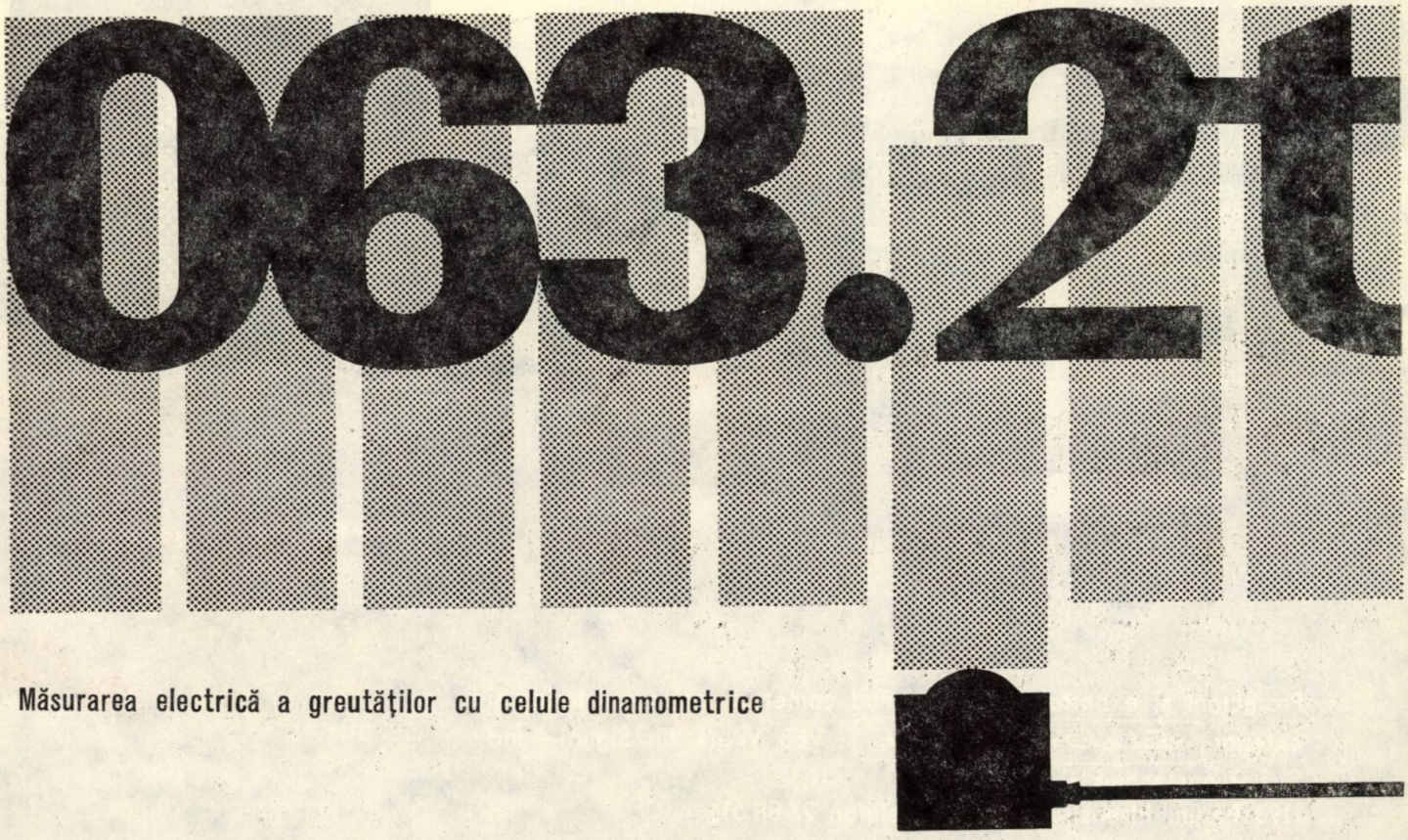
WSB
telestig

Cîntare electromecanice

SIEMENS

Cîntarele electromecanice deschid domenii noi de aplicare în tehnica de cîntărire. Ele constituie un element sistematic pentru sesizarea datelor la automatizarea proceselor de producție.
Cîntarele electromecanice construite de SIEMENS îndeplinesc condițiile de exactitate ale cîntarelor de uz comercial. Cîteva tipuri sînt admise pentru trafic verificabil.
Cîntarele electromecanice sînt de mai multe feluri: cîntare cu recipiente, cîntare-platformă, bascule pentru vagoane, cîntare de vehicule, cîntare pentru macarale, bascule cu bandă și balanțe de dozat.
Cîntarele electromecanice prezintă următoarele avantaje: dimensiuni mici pentru celulele dinamometrice, locuri de montaj separate pentru dinamometre și dispozitive de cîntărire, comutarea simplă a mai multor dispozitive pentru înregistrarea sarcinii pe un singur dispozitiv de cîntărire, transmiterea electrică a valorilor măsurate la distanțe pînă la mai mulți kilometri, sesizarea greutăților la obiecte extrem de grele chiar și la extensiuni foarte mari, sesizare analogă și digitală a valorilor măsurate, reglarea procesului de producție prin semnale de cîntărire și dozarea șarjei, racord la calculatoare pentru optimizarea proceselor de fabricație.

SIEMENS AKTIENGESELSCHAFT
Wernerwerk für Messtechnik
75 Karlsruhe
Republica Federală a Germaniei



Măsurarea electrică a greutăților cu celule dinamometrice

SIEMENS prelucrează toate domeniile importante ale electrotehnicii; construiește instrumente și aparatură pentru sesizarea și prelucrarea, transmiterea și recepția informațiilor și datelor pentru măsurători și reglări; pentru urmărire și analiză — realizează instalații de alimentare cu energie; echipează industria și economia; aduce rezolvări sigure și rapide pentru transporturi pe căi ferate, rutiere, marine și aeriene.
În întreprinderile SIEMENS lucrează în prezent 15 000 cercetători, ingineri și tehnicieni la rezolvarea problemelor de cercetare și dezvoltare. Prin metode de fabricare și verificare îngrijite și prin împărtășirea continuă a experiențelor, produsele SIEMENS și-au asigurat o maturitate tehnică înaintată și siguranță deosebită în exploatare. Oricînd și oriunde este vorba de electrotehnică, SIEMENS poate oferi o rezolvare optimă. Specialiștii întreprinderilor SIEMENS vă pot sfătui la fața locului la fiecare proiect; ei proiectează corespunzător instalațiile dv. și le protejează sigur.
SIEMENS este reprezentat în peste 100 de state.
Consultați SIEMENS.
Alimentarea cu energie — tehnică nucleară — instalații și aparate electrice — tehnica telecomunicațiilor — tehnica prelucrării datelor — tehnica măsurărilor — tehnică automatizării — sisteme electronice modulare — electromedicină.

SIEMENS—partenerul vostru

CARBOCHIM CLUJ

IIS CARBOCHIM

produce:

Pietre de polizor
Abrazivi pe suport -
(pînze și hîrtii de șlefuit)
Carbură de siliciu
Electrocorindon

• Produse carbonice:

Electrozi siderurgici
Electrozi de baterii
(pentru pile galvanice)
Pastă de electrozi

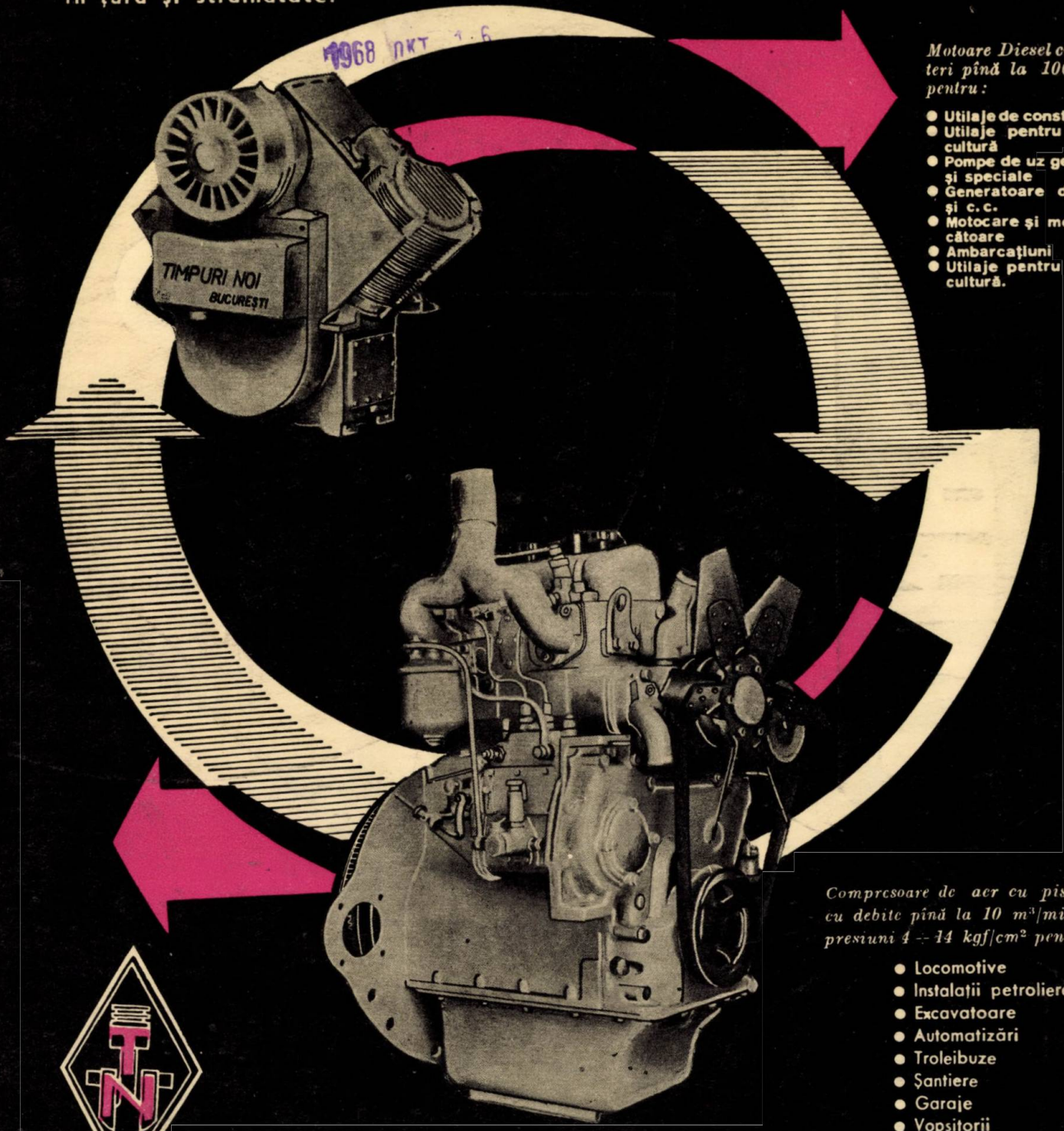
CLUJ

PIAȚA 1 MAI Nr. 3 - TELEFON 12206

UZINA DE MOTOARE ŞI COMPRESOARE
TIMPURI NOI
BUCUREŞTI

Execută şi livrează
în ţară şi străinătate:

1968 OKT 1.6



Motoare Diesel cu puteri pînă la 100 CP pentru:

- Utilaje de construcţii
- Utilaje pentru agricultură
- Pompe de uz general şi speciale
- Generatoare de c.a. şi c.c.
- Motocare şi motoridicătoare
- Ambarcaţiuni
- Utilaje pentru silvicultură.

Compresoare de aer cu piston, cu debite pînă la 10 m^3/min şi presiuni 4 – 14 kgf/cm^2 pentru:

- Locomotive
- Instalaţii petroliere
- Excavatoare
- Automatizări
- Troleibuze
- Şantiere
- Garaje
- Vopsitorii

Pentru rezolvarea problemelor dvs. privind antrenarea cu motoare Diesel industriale şi utilizarea compresoarelor de aer cu piston

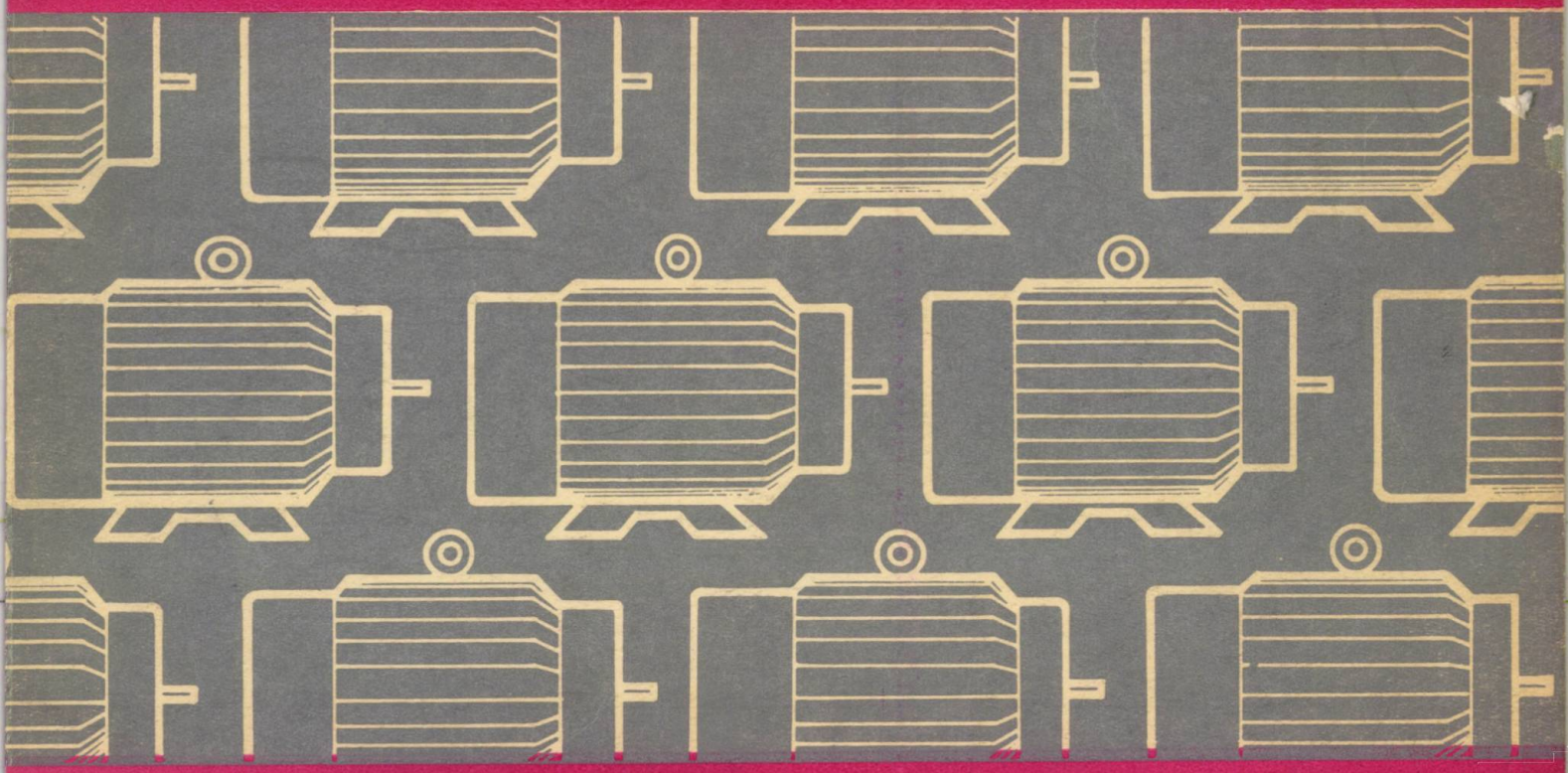
CONSULTAŢI SPECIALIŞTII UZINEI „TIMPURI NOI"

E 2040

R

ELECTROTEHNICA

REFERÁLVA



6

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 16 • Nr. 6 • IUNIE 1968

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

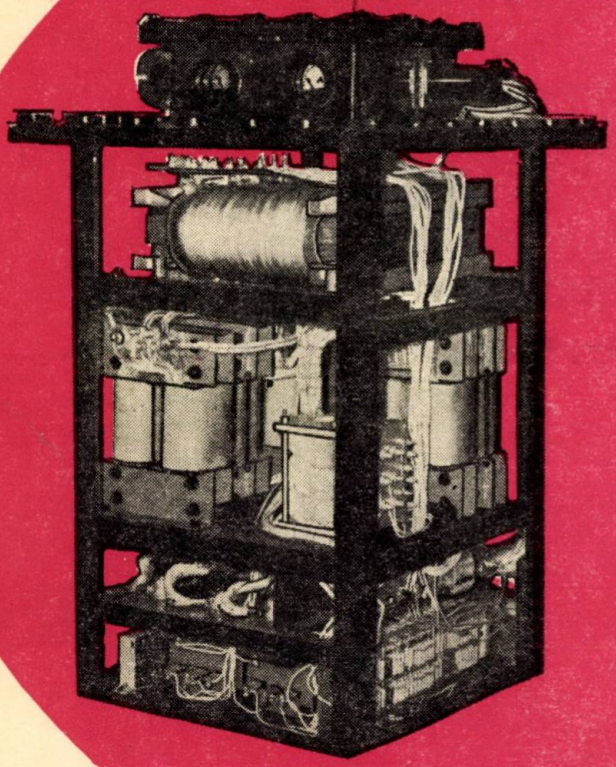
DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



PRIMEŞTE COMENZI DE CERCETARE ŞI PROIECTARE, CU PROFIL ELECTROTEHNIC.

INSTITUTUL EXECUTĂ STUDII, ÎNCERCĂRI, OMOLOGĂRI ŞI PROTOTIPURI DIN DOMENIUL MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE, APARATELOR DE JOASĂ ŞI ÎNALTĂ TENSIUNE, ACŢIONĂRILOR ELECTRICE, CLIMATIZĂRII PRODUSELOR INDUSTRIALE, CALCULELOR CU MAŞINI ELECTRONICE, MATERIALELOR ELECTROTEHNICE.

Icpe

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS CSOPONT 1963

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 6 București, iunie 1968

Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone

Eugeniu Nicolescu* — București

CZ 621.313.333.002.2 : 621.312

Literatura tehnică abordează în domeniul proiectării seriilor unitare mai mult aspectele generale legate de construcție, materiale folosite, utilizare globală a spațiului corespunzător gabaritului mașinii [6], [7].

Problemele de calcul și proiectare a seriilor unitare, în condițiile existenței unor dimensiuni de montaj impuse și a necesității unificării diferitelor dimensiuni (de exemplu, diametrul exterior al tolelor) pentru motoare sînt puțin studiate în literatură. Această tematică este foarte vastă, din care cauză acest articol nu-și propune cîtuși de puțin să epuizeze subiectul. Vor fi expuse numai cîteva laturi ale proiectării seriilor unitare, pentru care autorul are de prezentat unele aspecte mai interesante și insuficient cunoscute.

Făcînd o scurtă trecere în revistă a situației existente în domeniul motoarelor asincrone se constată că pe linia standardizării internaționale în cadrul C.E.I. (recomandarea 72) sînt stabilite puterile pe care pot să le aibă aceste motoare (recomandarea dă două scări de puteri, una principală și alta secundară), sînt stabilite dimensiunile de montaj pe care ele le pot avea și, de asemenea, sînt determinate dimensiunile pe care le pot avea capetele lor de ax. Nu s-a reușit pînă în momentul de față să se stabilească o corelație între aceste trei elemente : putere, dimensiuni de montaj și dimensiuni ale capului de ax. Aceasta face ca în diferitele țări să se execute motoare cu aceeași putere, dar cu diferite dimensiuni de montaj, ceea ce evident îngreuiază schimburile comerciale. În tabela 1 sînt trecute, pentru motoarele asincrone trifazate de uz general cu protecție IP44, modul în care diferitele standarde fac corelația dintre puteri și dimensiunile de montaj. Precizăm că întreg articolul are în vedere, în principal, motoarele asincrone cu această protecție.

Corelarea diferită este o consecință a elementelor care au stat la baza stabilirii ei (au fost avute în vedere aspecte economice și posibilitățile tehnice, de asemenea elemente de comerț, cum și tradiția care există într-o anumită fabricație). În acest articol nu se vor pune în discuție decît unele aspecte economice și posibilitățile tehnice care au importanță în proiectarea seriilor unitare și implicit în corelarea puterilor cu dimensiunile de montaj.

Spre deosebire de proiectarea motoarelor ca produse independente [1], [2], [4], proiectarea seriilor unitare are în vedere nu economicitatea unui singur exemplar, ci a ansamblului, elementele economicității vizînd atît costul de material și manoperă, cît și modul în care poate fi organizată fabricația, automatizările ce pot fi introduse și care să fie realizate cu un anume număr de mașini-unelte. Soluțiile tehnice adoptate sînt puternic influențate de aspectele economice, pentru că în final totul se apreciază pe baza elementelor economice.

Proiectarea seriilor restrînge, gradele de libertate pe care proiectantul le are cînd se preocupă numai de construirea unui singur tip de motor. În proiectarea seriilor trebuie realizate cu aceleași dimensiuni de montaj motoare avînd diferite puteri sau turații, ceea ce impune ca între aceste motoare să existe multe elemente comune atît în părțile lor electromagnetice, cît și în cele ale pieselor mecanice (carcase, scuturi etc.). Cele arătate sînt numai cîteva exemple care ilustrează că în proiectarea seriilor de motoare nu se poate merge pe metodicile clasice cuprinse în literatură, ci trebuie adoptate alte căi.

Proiectarea unei serii de motoare este rațional să plece de la dimensiunile de montaj pe care motoarele le pot avea și de la scara de puteri care formează seria de motoare.

Pe baza dimensiunilor de montaj, respectiv pe baza cotei H (înălțimea pînă la axul mașinii), se stabilesc mai întîi valorile diametrelor exterioare pe care le pot avea tolele stator ale circuitului magnetic. În prezent se manifestă tendința de a se realiza mașini cu diametrul exterior cît mai mare pentru aceeași valoare a cotei H. Această tendință se justifică atît din punct de vedere comercial (deoarece în

* Ing. *E. Nicolescu* este constructor șef la Uzina de mașini electrice — București.

Tabela 1

Corelarea puterilor (kW) cu dimensiunile de montaj conform diferitelor standarde

Turaţia		3000 rot/min				1500 rot/min				1000 rot/min				750 rot/min			
Standardul		STAS	DIN NF	BS	NEMA	STAS	DIN NF	BS	NEMA	STAS	DIN NF	BS	NEMA	STAS	DIN NF	BS	NEMA
90	S	0,75	1,5	1,5	1,1	0,75	1,1	1,1	0,75		0,75	0,75	0,55			0,37	0,37
	L	1,1	2,2	2,2	1,5	1,1	1,5	1,5	1,1 1,5		1,1	1,1	0,75			0,55	0,55
100	S	1,5				1,5				0,75							
	L	2,2	3	3		2,2	2,2 3	2,2 3		1,1	1,5	1,5			0,75 1,1	0,75 1,1	
112	S	3			2,2	3			2,2				1,1	1,1			0,75
	M	4	4	4	3,7	4	4	4	3,7	2,2	2,2	2,2	1,5	1,5	1,5	1,5	1,1
132	S	5,5	5,5 7,5	5,5 7,5	5,5	5,5	5,5	5,5	5,5	3	3	3	2,2	2,2	2,2	2,2	1,5
	M	7,5			7,5	7,5	7,5	7,5	7,5	4	4 5,5	4 5,5	3,7	3	3	3	2,2
160	S	10				10				5,5				4			
	M	13	11 15	11 15	11	13	11	11	11	7,5	7,5	7,5	5,5	5,5	4 5,5	4 5,5	3,7
	L		18,5	18,5	15		15	15	15		11	11	7,5		7,5	7,5	5,5
180	S									10				7,5			
	M	17	22	22	18,5	17	18,5	18,5	18,5	13			11	10			7,5
	L				22		22	22	22		15	15	15		11	11	11
200	S	22				22				17				13			
	M	30			30	30			30	22			18,5	17			15
	L		30 37	30 37	37		30	30	37		18,5 22	18,5 22	22		15	15	18,5
225	S				45		37	37	45				30		18,5	18,5	22
	M		45	45	55		45	45	55		30	30	37		22	22	30
250	S	40				40		55		30		37	45	22		30	37
	M	55	55	75	75	55	55	75	75	40	37	45	55	30	30	37	45
280	S	75	75	90	90	75	75	75	90	55	45	55	75	40	37	45	55
	M	100	90	110	110	100	90	110	110	75	55	75	90	55	45	55	75

Tabela 2

Diametrul exterior al tolei funcţie de cota H a dimensiunilor de montaj

Firma sau seria		Seria ASI RSR	AEG	Siemens	Brown Boveri	ASEA	CEM	Motoare realizate în					Propuneri
								U.R.S.S.	R.D.G.	C.S.S.R.	R.P.U.	R.P.B.	
Cota H a dimensiunilor de montaj	90	138				143	144		148	150		138	150
	100	150	166	155	155		160		165	170		162	165
	112	170					172	189	185	190	190		190
	132	200	210	187	200	203	205	222	220	220			220
	160	245	260	235	240				268	270		270	270
	180	268		270					305	305			300
	200	305	305						340	340	340		340
	225		400	345					380	380		368	380
	250	395							425	425			430
	280	458							475	475			475

acest mod se realizează motoare cu puteri mărite la valoare dată pentru cota H), cît şi din punct de vedere tehnic (s-a dovedit a fi posibilă mărirea diametrelor exterioare, deoarece eficienţa răcirii părţii inferioare a motoarelor cu protecţia IP44 este mică şi reducerea înălţimii aripioarelor de răcire în această zonă este astfel posibilă). Tot din punct de vedere tehnic rezultă o mai favorabilă corelare a dimensiunilor longitudinale şi transversale ale maşinii, atunci cînd se adoptă valori mai mari pentru diametrul exterior al tolei.

În tabela 2 sînt date în funcţie de cota H valori ale diametrelor exterioare folosite la realizarea diferitelor maşini fabricate la noi în ţară şi în străinătate. Pe baza acestora se dă şi corelaţia care ar fi recomandabilă a se adopta între diametrul exterior al tolelor şi cota H a dimensiunilor de montaj.

O a doua legătură importantă a dimensiunilor de montaj cu circuitul magnetic este lungimea pe care o poate avea pachetul de tole, astfel încît între el şi dimensiunile de montaj să existe o corelaţie raţională. Un element principal în stabilirea acestei lungimi este poziţia relativă a pachetului de tole a circuitului magnetic faţă de găurile de fixare ale maşinii. S-a considerat adesea ca fiind necesară o aşezare simetrică a circuitului magnetic faţă de găurile de fixare ale maşinii, pentru a fi posibilă realizarea aceleiaşi maşini cu cutie de borne pe o parte sau pe alta spre a facilita astfel alimentarea ei. Construcţiile recente infirmă acest considerent; la maşinile cu dimensiuni mici (pînă în gabaritul 160) se plasează de regulă cutia de borne în partea superioară a maşinii şi astfel motorul se poate alimenta fie pe o parte, fie pe alta; la motoarele mai mari nu se mai consideră necesară o asemenea posibilitate.

Autorul afirmă că se poate face o corelare mai bună a puterilor cu dimensiunile de montaj tocmai atunci cînd nu se realizează condiţia de simetrie arătată. Trebuie însă reţinut că asimetrii mari, de asemenea, nu sînt recomandate. Dată fiind această situaţie este bine să se determine mai întîi care este lungimea maximă pe care o poate avea pachetul de tole, respectîndu-se condiţia de simetrie şi să se aleagă apoi pentru pachetul de tole lungimi ceva mai mari decît acestea.

Lungimea maximă este dată de relaţia:

$$L_{Fe\,max} = 2C + B - 2\,(g + L_{cb}). \qquad (1)$$

Semnificaţia notaţiilor folosite rezultă din figura 1.

În această expresie pentru un H dat se cunosc valorile cotelor C şi B (ele corespunzînd recomandării C.E.I. nr. 72). Lungimea axială a capătului de bobină L_{cb} este dată în figura 2 în funcţie de diametrul exterior al tolelor pachetului statoric. S-a preferat legarea lungimii capătului de bobină de diametrul exterior, deoarece în această fază a proiectării se cunoaşte numai acest diametru, iar cum se va arăta în cele ce urmează raportul dintre diametrul exterior şi cel interior al pachetului statoric este practic o constantă ce depinde numai de turaţia maşinii.

Cota g, reprezentînd distanţa dintre umărul capătului liber al arborelui şi extremitatea capului de bobină, se cunoaşte cu suficientă aproximaţie pentru fiecare gabarit; în tabela 3 sînt trecute valorile acestei cote. Datele

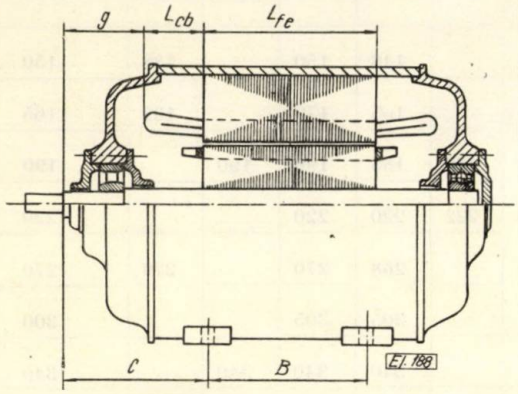


Fig. 1. Explicativă pentru formula (1).

cuprinse în această tabelă sînt evident dependente de soluţia constructivă de ansamblu; ele aproximează însă în suficientă măsură situaţia existentă la diferite serii aflate în fabricaţie.

Tabela 3

Valoarea cotei g pentru diferitele gabarite

Gabarit (cota H)	90	100	112	132	160	180	200	225	250	280
Cota g	28	30	35	42	52	55	64	73	82	95

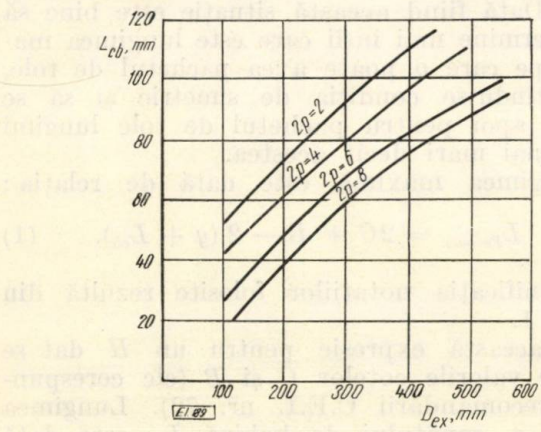


Fig. 2. Lungimea capetelor de bobină ale motoarelor asincrone.

Cunoscînd lungimea maximă pe care o poate avea circuitul magnetic şi ştiind diametrul exterior al tolei pentru gabarite date, rezultă volumul maxim al circuitului magnetic pentru fiecare gabarit, în ipoteza aşezării simetrice a pachetului. În tabela 4 este dat rezultatul acestor calcule. Pentru rapiditatea calculului, volumul maxim este definit de relaţia:

$$V_{\mathrm{Fe}\ max} = D_{ex}^2 L_{\mathrm{Fe}\ max} \qquad (2)$$

ceea ce are avantajul că indică şi volumul de tole efectiv consumat pentru realizarea circuitului (excepţie făcînd ştanţarea în formă de fagure).

Tabela 4

Volumul $D_{ex}^2 L_{\mathrm{Fe}\ max}$ în cazul poziţiei simetrice a pachetului faţă de tălpi (dm³)

Gabarit		3000 rot/min	1500 rot/min	1000 rot/min	750 rot/min
90	S	0,81	1,27	1,95	1,95
	L	1,38	1,81	2,5	2,5
100	S	1,23	1,9	2,18	2,18
	L	2,04	2,72	3	3
112	S	2,17	3,08	3,61	3,61
	M	3,1	3,97	4,52	4,52
132	S	4,12	5,3	6,38	6,38
	M	6,04	7,25	8,2	8,2
160	S	9,1	10,95	12,4	12,4
	M	11,3	13,15	14,6	16,6
	L	12,4	14,2	15,7	15,7
180	S	14	15,8	18,6	18,6
	M	18,15	20	21,4	21,4
	L	21,9	22,8	25,2	25,2
200	S	19,7	22	24,3	24,3
	M	24,3	26,6	29,5	29,5
	L	29	31,2	34,1	34,1
225	S	34	38	42,6	42,6
	M	37,3	40,3	75,6	35,6
250	S	47,2	51,8	59,2	59,2
	M	55,5	59,2	66,6	66,6
280	S	72	83	89	89
	M	84,3	94	102	102

După cunoaşterea volumului maxim pe care-l poate avea circuitul magnetic în condiţiile maşinii simetrice, a doua determinare importantă în cadrul lucrării de corelare a puterilor cu dimensiunile de montaj este definirea volumului necesar circuitului magnetic pentru realizarea puterilor dorite.

O cale pentru definirea acestui volum ar fi calcularea motoarelor, neţinînd seamă de gabaritele în care respectivele motoare trebuie să se încadreze. Încadrarea într-un gabarit sau altul înseamnă anumite valori pentru diametrul exterior al tolelor. Se constată însă că

Tabela 5

Caracteristicile diferitelor table destinate circuitului magnetic al motoarelor asincrone

Marca tolei		E III	JALOX	DYBA 2A	NEWCOR 22	LOSIL 25	LOSIL 22	D3	D2,6	D2,3	H18	H20	H23	DM2.6	DM2,3	DM2,8	260	300	360
Firma (țara)		România	Anglia	Hoesch Suedia	Steel Wales	Company of Anglia		Voest Austria			Yawata–Iran Japan			Bochum R.F.G.			Cif Franța		
Pierderi [Watt]	P 10	3,3	2,45	2,6	2,76	3,39	2,93	3	2,6	2,3	1,8	2,05	2,42	2,6	2,3	2,8	2,3	3	3,6
	P 15	7,9	5,8		6,4	7,6	6,67	7,2	6,3	5,6	4	4,48	5,2	6,3	5,6	6,3	6,3	7,6	8,6
Indice [Gauss]	B 25	14700	16700	16300	16500	16200	16300	15700	15500	15300	15100	15200	15300	14800	14700	15400	15500	15900	16000
	B 50	16100	17500	17100	17400	17000	17100	16600	16500	16300	16600	16800	16900	15800	15700	16300	16600	16900	17000
	B 100	17400	18700	18100	18600	18200	18100	17800	17500	17400	17600	17800	17900	17000	16900	17500	18000	18200	18200

nu rezultă valori mult diferite pentru volumul de fier, după cum se adoptă o valoare sau alta pentru diametrul exterior, bineînțeles atunci cînd nu se aleg diferențe prea mari pentru valorile diametrului exterior. Această cale nu este de recomandat, deoarece ea este greoaie și nu ține seamă de realizările recente ale tehnicii și se bazează pe datele din literatură care sînt de regulă stabilite în baza unor realizări mai vechi. Renunțarea la formulele date în literatură pentru stabilirea dimensiunilor principale ale mașinii nu înseamnă cîtuși de puțin că se adoptă o cale mai empirică decît atunci cînd ne-am folosi de indicațiile literaturii, ci din contră, sub o altă formă, folosim aceste formule actualizate.

În prezent se cunoaște volumul $D_{ex}^2 L_{Fe}$ necesar pentru motoare asincrone trifazate cu protecție IP44 realizate folosind tablă silicioasă laminată la cald, pentru circuitul magnetic.

În ultimul timp însă au apărut pentru circuitul magnetic materiale cu proprietăți simțitor mai ridicate, ceea ce face ca pentru viitoarele serii ce se proiectează, valorile actuale pentru volumul $D_{ex}^2 L_{Fe}$ să fie prea mari și să ducă la mașini cu un nivel tehnic depășit. De aceea autorul a făcut calcule pentru mașini folosind calități superioare de tablă, datele tehnice pentru aceste calități de tablă fiind trecute în tabela 5. Determinările s-au făcut

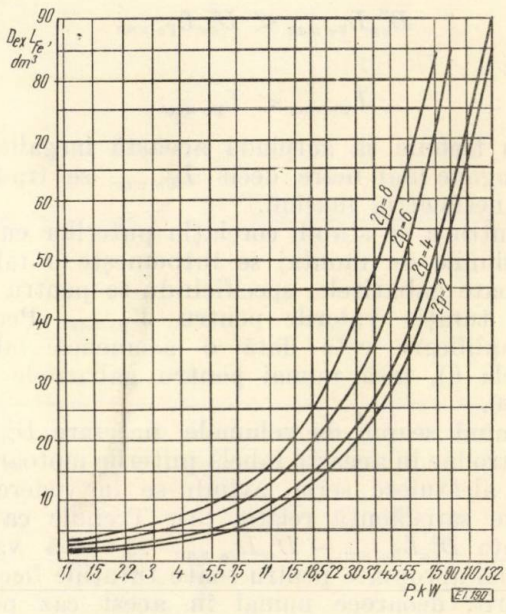


Fig. 3. Volumul convențional de fier al motoarelor asincrone cu protecție IP44.

pe o tablă cu proprietăți medii față de cele ale calităților JALOX-DYBA 26—NEWCOR 22, iar rezultatele acestor calcule sînt trecute sub formă de diagrame în figura 3.

Tabela 6

Exemplu de corelare a puterilor cu dimensiunile de montaj

Turația		3000 rot/min			1500 rot/min			1000 rot/min			750 rot/min		
Gabarit		Puterea	Volumul corespunzător		Puterea	Volumul corespunzător		Puterea	Volumul corespunzător		Puterea	Volumul corespunzător	
			puterii	gab.		puterii	gab.		puterii	gab.		puterii	gab.
160	S			9,1			10,95	11	12,5	12,4	7,5	12	12,4
	M	15	11,5	11,3	15	12,8	13,15			14,6			14,6
	L	18,5	13,5	12,4	18,5	14,3	14,2	15	16,5	15,7	11	16	15,7
180	S	22	15	14	22	16,4	15,8	18,5	19	18,6	15	19,5	18,6
	M	30	19,5	18,15	30	22	20	22	22,5	21,4	18,5	22	21,4
	L			21,2			22,8			25,2			25,2

Pe baza curbelor din această figură rezultă valorile necesare pentru volumul $D_{ex}^2 L_{Fe}$ la motoare cu diferite puteri și turații.

Pentru stabilirea corelării puterilor cu dimensiunile de montaj se folosesc valorile volumelor maxime $D_{ex}^2 L_{Fe\ max}$ (tabela 4) corespunzătoare gabaritelor, în cazul mașinilor simetrice și volumelor necesare $D_{ex}^2 L_{Fe}$ (fig. 3) pentru diferite puteri. Trebuie ca volumul necesar să aibă o valoare cît mai apropiată de cel maxim, preferîndu-se să fie însă mai mare decît acesta din urmă:

$$D_{ex}^2 L_{Fe\ max} < D_{ex}^2 L_{Fe\ nec}, \qquad (3)$$

deci:

$$L_{Fe\ max} < L_{Fe\ nec}. \qquad (4)$$

Nu trebuie să surpindă această inegalitate. O lungime mai mare decît $L_{Fe\ max}$ se traduce prin nesimetria mașinii.

Pentru a se stabili corelația puterilor cu dimensiunile de montaj se întocmește o tabelă cu toate gabaritele, specificîndu-se pentru fiecare turație valorile pentru $V_{Fe\ max}$. Pentru exemplificare este dată o asemenea tabelă (tabela 6), însă numai pentru gabaritele 160 și 180.

Ținînd seamă de volumele necesare $D_{ex}^2 L_{Fe}$ se introduc în această tabelă puterile motoarelor care alcătuiesc seria, avîndu-se în vedere ca să fie satisfăcută relația (3). Trebuie ca diferența $D_{ex}^2 L_{Fe\ nec} - D_{ex}^2 L_{Fe\ max}$ să aibă valori cît mai apropiate pentru toate turațiile fiecărui gabarit, deoarece numai în acest caz poate rezulta o bună folosire a spațiului interior al mașinii. Dacă, de exemplu, pentru un motor la o anumită turație această diferență este mult mai mare decît pentru motoarele la celelalte turații ale aceluiași gabarit, construcția mecanică va trebui să fie dimensionată pentru primul motor și ea nu va fi folosită bine pentru celelalte motoare.

Corelarea puterilor cu dimensiunile de montaj trebuie să aibă în vedere și folosirea unui număr minim de gabarite; de aceea nu sînt utilizate toate gabaritele ce rezultă ca fiind posibile a se deriva din dimensiunile de montaj cuprinse în recomandarea C.E.I., ci un număr cît mai redus al acestora. Pentru a rezulta un număr cît mai mic de gabarite este necesar ca rația de creștere a volumelor aferente diferitelor puteri și turații să fie apropiată de rația de creștere a volumelor aferente gabaritelor.

Stabilirea unei bune corelații a puterilor cu dimensiunile de montaj este destul de dificil de realizat. În cele de mai sus s-a indicat un procedeu care să permită lucrul organizat pentru o asemenea operație. S-a arătat calea de urmat pentru determinarea volumului circuitului magnetic, ținînd seamă de nivelul tehnic ce se întrevede, funcție de posibilitățile tehnice ce vor exista în fabricarea respectivelor motoare.

Din volumul necesar circuitului magnetic, avînd determinată valoarea diametrului exterior al tolelor, rezultă lungimea pachetului.

Diametrul interior D al pachetului se calculează ținînd seamă de faptul că raportul $\frac{D}{D_{ex}}$ este practic constant pentru același număr de poli ai mașinii. Astfel, pentru motoarele avînd $2p = 2$, acest raport are valoarea cuprinsă între limitele 0,55 și 0,58 pentru $2p = 4$ el este $\frac{D}{D_{ex}} = 0{,}62 \ldots 0{,}65$, iar pentru $2p = 6$ și $2p = 8$ rezultă raportul $\frac{D}{D_{ex}} = 0{,}68 \ldots 0{,}72$.

Înainte de a trece la prezentarea modului de dimensionare a bobinajului statoric este utilă o examinare a ponderii pe care o au diferitele materiale în cadrul prețului de cost al motoarelor asincrone. Indiscutabil această situație este specifică unei perioade și țări date, ea diferind de la țară la țară, funcție de

preţurile pe care le au diferitele materiale, apariţia unor noi materiale putînd schimba substanţial structura preţului de cost. De aceea în figura 4 s-au reprezentat cheltuielile diferitelor materiale şi manoperei, pentru o serie unitară de motoare, fără a se indica în ordonată unitatea de măsură folosită; ceea ce interesează sînt valorile relative între diferitele cheltuieli, ele fiind ilustrate în acest grafic.

Pentru materiale s-au luat cheltuieli legate de consumul de cupru (curba *2*), tablă silicioasă (curba *3*), materiale electroizolante (curba *4*) şi restul materialelor necesare construcţiei mecanice (curba *1*), curba *5* reprezentînd manopera. Toate aceste curbe s-au trasat pe baza motoarelor asincrone trifazate în execuţie antiexplozivă cu clasă de izolaţie *B* şi turaţia 1 500 rot/min.

Natural, de la o turaţie la alta valorile diferitelor cheltuieli se vor schimba, dar principial situaţia lor relativă se păstrează. Din figura 4 se vede că soluţia de a realiza maşini economicoase reducînd consumul de cupru are o valabilitate mai restrînsă decît se presupune

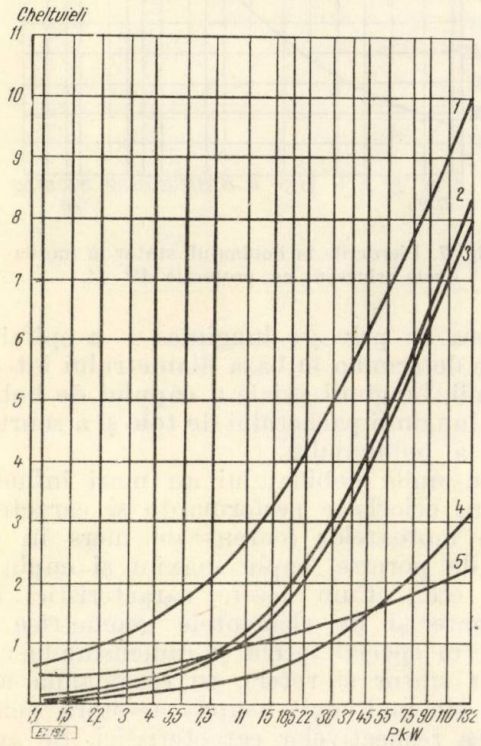


Fig. 4. Cheltuielile de fabricaţie ale motoarelor asincrone.

dacă nu se face o asemenea analiză. Se constată că cheltuielile pentru cupru şi tablă silicioasă sînt practic la acelaşi nivel. Construcţia mecanică se dovedeşte a avea o pondere foarte ridicată; este însă adevărat că motoarele pe baza cărora s-au trasat aceste curbe sînt motoare în execuţie antiexplozivă şi deci cu o construcţie mai complicată decît a motoarelor normale. Cu toate că maşinile analizate sînt realizate cu materiale clasa *B*, aceste materiale au o pondere relativ scăzută faţă de celelalte elemente. Dacă maşinile ar fi realizate în clasa de izolaţie *E*, ponderea materialelor electroizolante ar fi foarte mică, cunoscînd că materialele de clasa *E* sînt de trei, patru ori mai ieftine decît cele de clasa *B*. Curba *5* arată că

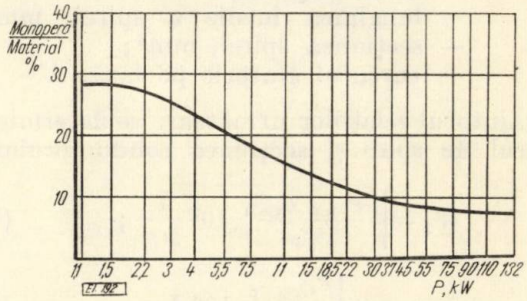


Fig. 5. Valoarea manoperei raportată la cea a materialelor pentru motoare asincrone cu protecţie IP44.

la proiectare trebuie să ne preocupăm de o manoperă scăzută în special la motoarele de putere mică şi mai puţin la motoarele de putere mare. Aşa se explică faptul că pentru motoarele mici se concep fabrici cu un grad înalt de mecanizare, pe cînd la motoarele mai mari se preferă soluţii constructive cît mai complicate, care necesită manoperă mai mare, dar care permite economii de material. În această privinţă diagrama din figura 5 este convingătoare.

Cuprul de bobinaj are totuşi o influenţă mare asupra preţului de cost al motoarelor asincrone, din care cauză proiectantului i se cere a realiza maşina cu cel mai mic consum de cupru. Aici mai intervin pentru multe ţări şi posibilităţile limitate de procurare a cuprului. Se ştie că dimensiunile maşinii sînt limitate într-o mare măsură de încălzirile pe care trebuie să nu le depăşească diferitele părţi ale lor (în special bobinajele). Aceste încălziri depind în mare măsură de pierderile ce apar în maşină. La rîndul lor valorile pierderilor sînt limitate şi din cauza randamentului pe care maşina trebuie să-l aibă. Din aceste cauze este necesar a proiecta bobinajul motoarelor analizate, plecînd de la valorile greutăţii conductorului de bobinaj şi a pierderilor electrice în acesta.

Se folosesc relaţiile:

$$P_{Cu\,1} = 3\rho \frac{l}{s} W_1 I_1^2 10^{-3}; \qquad (5)$$

$$G_{Cu\,1} = 3\gamma l s W_1 10^{-6}, \qquad (6)$$

unde:

$P_{Cu\,1}$ sînt pierderile în bobinaj stator (presupus din cupru), W;
$G_{Cu\,1}$ — greutarea bobinajului stator, kg;
ρ — rezistivitatea conductorului $\Omega mm^2/m$;
γ — greutatea specifică a conductorului, kg/dm^3;
W_1 — numărul de spire pentru o fază a bobinajului;
l — lungimea medie a spirei, mm;
s — secţiunea spirei, mm^2;
I_1 — curentul statoric pe fază, A.

Cu ajutorul relaţiilor următoare se determină numărul de spire şi secţiunea conductorului:

$$W_1 = \sqrt{\frac{P_{Cu\,1}\ G_{Cu\,1}}{\gamma \cdot \rho}\ 10^9}\ \frac{1}{3lI_1}\ ; \qquad (7)$$

$$s = \sqrt{\frac{G_{Cu}}{P_{Cu}}\ \frac{\rho}{\gamma}\ 10^3}\ I_1. \qquad (8)$$

Deoarece numărul de spire W_1 trebuie să fie compatibil şi cu numărul de crestături statorice este posibil ca să se aleagă pentru W_1 o valoare diferită de cea rezultată cu relaţia (7). Aceasta face necesară corectarea valorii secţiunii conductorului, rezultînd relaţia:

$$s = \sqrt{\frac{G_{Cu}}{P_{Cu}}\ \frac{\rho}{\gamma}\ 10^3\ \frac{(W_1)\ \text{calculat}}{(W_1)\ \text{adoptat}}}\ I_1. \qquad (9)$$

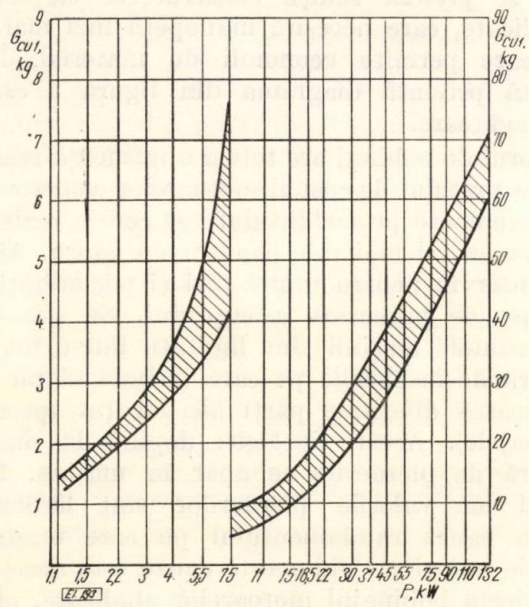


Fig. 6. Greutatea cuprului bobinajului stator la motoarele asincrone cu protecţie IP44.

Pentru a putea aplica aceste relaţii proiectantul trebuie să cunoască valorile pierderilor în bobinajul statoric ($P_{Cu\,1}$), greutatea conductorului acestuia ($G_{Cu\,1}$) şi lungimea medie a spirei (l), celelalte mărimi fiind cunoscute sau determinarea lor nemaipunînd precizări suplimentare.

Pentru determinarea greutăţii conductorului şi a pierderilor în bobinajul statoric, aşa cum se va preciza, au fost studiate un număr mare de motoare asincrone în scurtcircuit realizate în ţară şi în străinătate şi suplimentar autorul a făcut diferite calcule. Rezultatul acestor studii şi calcule sînt cuprinse în diagramele din figurile 6 şi 7.

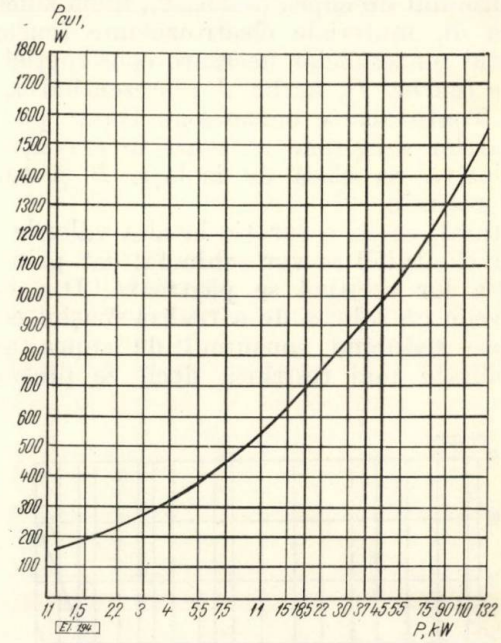


Fig. 7, Pierderile în bobinajul stator la motoarele asincrone cu protecţie IP 44.

În ceea ce priveşte lungimea l a spirei ea se poate determina în baza diametrului interior al maşinii, lungimii axiale a capului de bobină (fig. 2), lungimii pachetului de tole şi a scurtării de pas a bobinajului.

Dimensiunile bobinajului au mari influenţe şi asupra celorlalte performanţe şi caracteristici ale motoarelor (curent de mers în gol, curent de pornire, cuplu maxim şi cuplu de pornire etc.). Cum aceste caracteristici sînt dependente şi de elementele geometrice ale maşinii (în special forma şi dimensiunile crestăturilor stator şi rotor), se recomandă a se acţiona cît mai mult asupra acestora pentru obţinerea respectivelor caracteristici. Se arată acest lucru întrucît adesea se acţionează asupra bobinajului pentru realizarea caracteristicilor dorite, lucru care trebuie evitat atunci cînd prin aceasta se măreşte consumul de cupru.

În proiectarea maşinilor asincrone sînt mai multe elemente pe care proiectantul le stăpîneşte într-o mai mică măsură şi de aceea rezultatele încercării la standul de probe adesea nu concordă cu calculele. Printre aceste elemente se află şi încălzirea maşinii. Literatura indică calcule complicate [3], care de obicei

nu se aplică în practică și aceasta nu pentru că ele sînt laborioase, ci pentru că nu duc la rezultate care să fie cît de cît verificate de practică.

Proiectarea mașinilor electrice cu ajutorul mașinii electronice de calcul a permis elaborarea unor metode complexe pentru calculul încălzirii [4] și rezultatele acestor calcule aproximează în bune condiții încălzirile reale care se obțin la încercarea mașinilor.

Proiectantul nu are însă totdeauna posibilitatea efectuării calculelor cu ajutorul mașinilor electronice. Chiar atunci cînd poate executa calculele în asemenea condiții, el trebuie să efectueze calcule preliminare de dimensionare, deci implicit calcule pentru determinarea încălzirii. Asemenea calcule sînt foarte importante în cadrul proiectării seriilor unitare.

În cele ce urmează se va prezenta o metodică de calcul de încălzire care este foarte simplă și comodă de aplicat. De multe ori cititorii nu prezintă interes pentru asemenea metodici, presupunîndu-le aproximative, tocmai din cauza simplității. Din această cauză se precizează că metodica a fost verificată pe un număr de 146 motoare, din care 68 fabricate la noi în țară și 78 fabricate în străinătate (6 motoare Siemens, 5 motoare AEG, 3 motoare ASEA, 4 motoare BBC, 21 motoare CEM, 11 motoare fabricate în R.P.B., 5 motoare fabricate în U.R.S.S., 8 motoare fabricate în R.P.U., 7 motoare fabricate în R.D.G., 8 motoare fabricate în R.S.C.).

Încălzirea bobinajului stator al motoarelor asincrone în scurtcircuit cu protecție IP44 este determinată în principal de pierderile în înfășurarea statorului, de cele în fier, în colivia rotorului și de pierderile suplimentare. Pierderile suplimentare se calculează cu mari aproximații. Există unele metode de determinare a pierderilor suplimentare, totuși ele nefiind sigure nu sînt încă standardizate. Conform standardelor, pierderile suplimentare se aproximează ca un procent din puterea nominală (la mașini asincrone 0,5%), ceea ce este desigur arbitrar și nu poate fi luat ca bază într-un calcul de încălzire. Deoarece pentru cele 146 motoare examinate nu s-a dispus de date care să indice valorile reale ale acestor pierderi suplimentare, metoda ce se propune pentru calculul încălzirii are în vedere numai suma pierderilor în înfășurarea statorică, în fier și în colivie. S-a verificat că încălzirea bobinajului statoric depinde în principal de această sumă notată cu ΣP_i (denumită de autor suma pierderilor încălzitoare), repartiția valorilor în cadrul acestei sume influențînd într-o mică măsură asupra valorii încălzirii. Acest lucru este explicabil la mașinile închise și poate fi admis numai pentru calculul încălzirii acestor mașini. S-a constatat însă că această sumă ΣP_i diferă chiar pentru mașini de aceeași putere, ceea ce face ca încălzirile respectivelor exemplare să fie diferite. Pentru a se elimina acest inconvenient s-a raportat suma pierderilor din bobinajul stator, fier și colivie rotorică la încălzirea bobinajului statoric $\Delta\theta_1$ și a rezultat un coeficient $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$, care diferă foarte puțin pentru mașini avînd dimensiuni geometrice similare. Natural, nu poate avea aceeași valoare această sumă de pierderi raportată la încălzirea bobinajului stator la mașini avînd diferite dimensiuni geometrice, respectiv diferite gabarite și diferite turații.

Aceasta a făcut ca să se calculeze coeficientul $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ sub formă de diagrame în funcție de înălțimea capului de arbore, turația mașinii și lungimea ei. S-a constatat însă că lungimea mașinii nu are o influență direct proporțională asupra încălzirii ei, respectiv asupra coeficientului $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$. Aerul de răcire care este trimis axial în lungul mașinii la suprafața ei exterioară se îndepărtează de această suprafață din ce în ce mai mult, ceea ce face ca acest coeficient să nu fie direct proporțional cu lungimea mașinii. S-ar putea spune că este indicat să se facă o capotă care să îmbrace toată suprafața carcasei pentru a asigura o circulație uniformă a aerului în tot lungul carcasei. O asemenea soluție nu este uzitată, deoarece aduce complicații constructive și eficiența ei este redusă, debitul de aer scăzînd ca urmare a creșterii rezistenței aerodinamice.

Studiile făcute au arătat că este suficient a grupa motoarele, din punctul de vedere al lungimii lor, în două categorii, și anume: motoarele din diferitele gabarite ce se realizează conform dimensiunilor de montaj purtînd simbolul *S*, respectiv motoarele ce se realizează în gabaritele purtînd simbolul *M*. Se precizează că motoarele care sînt încadrate în mărimea *L* a respectivelor gabarite au pentru coeficienții $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ valori similare cu cele pentru mărimea *M*.

Deoarece pentru aceleași gabarite diferiți fabricanți au adoptat valori diferite pentru diametrul exterior al pachetului de tole stator, studiile efectuate au arătat că este mai indicat să se folosească grafice în care să se reprezinte coeficienții $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ în funcție de diametrul exterior al pachetului stator. S-a constatat de asemenea că graficele pentru turațiile 3 000 și 1 500 rot/min și cele pentru turațiile 1 000 și 750 pot fi reunite în cîte un singur grafic (fig. 8 și fig. 9). O explicație calitativă pentru această situație se poate da. Într-adevăr mașinile avînd $2p = 2$ și $2p = 4$ pentru fiecare gabarit folosesc la maximum spațiul interior al mașinii (în plan longitudinal) spre deosebire de mașinile cu șase și opt poli. Mașinile cu doi

și patru poli au o ventilație exterioară mai intensă decît cele cu șase și opt poli. Trebuie reținut, de asemenea, că motoarele cu doi poli au de regulă ventilator cu dimensiuni mai mici față de motoarele cu patru poli, ceea ce face ca

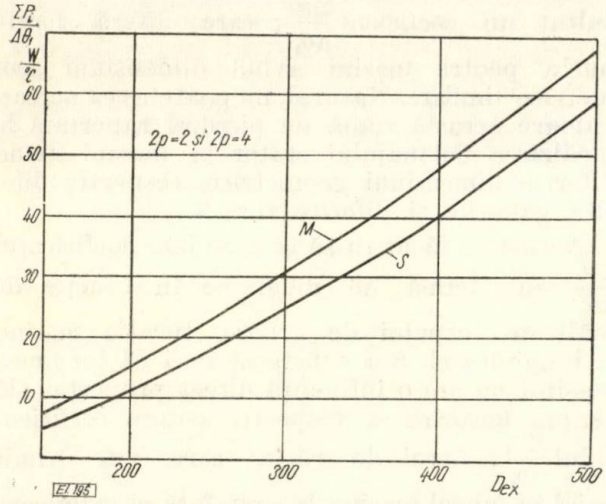


Fig. 8. Coeficientul $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ la motoarele asincrone cu protecție IP44 la $2p = 2$ și $2p = 4$.

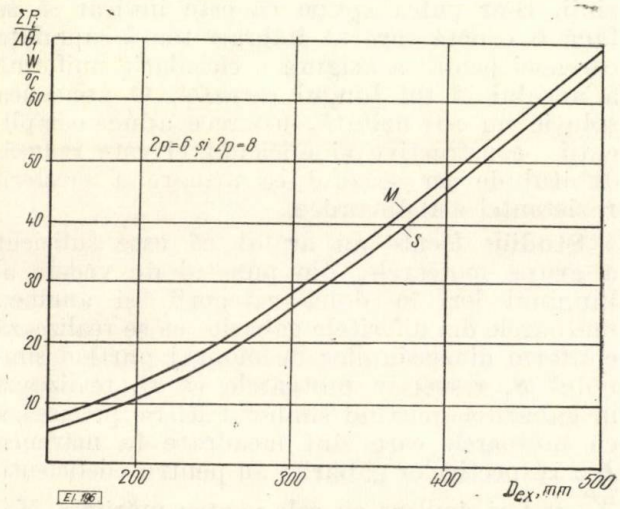


Fig. 9. Coeficientul $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ la motoarele asincrone cu protecție IP44 la $2p = 6$ și $2p = 8$.

debitele aerului de răcire să fie echivalente la motoarele de 3 000 rot/min și 1 500 rot/min din același gabarit. Avantajele unei răciri teoretice mai bune ale motoarelor de 3 000 rot/min sînt în realitate compensate de existența unui jug statoric mai mare la aceste motoare față de cele de 1 500 rot/min, astfel încît reunirea coeficientului $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ într-o singură diagramă pentru motoarele cu aceste turații este posibilă. Motoarele cu șase și opt poli au din punctul de vedere al răcirii avantajul unor juguri statorice cu grosime mai mică, ceea ce favorizează răcirea. De cele mai multe ori, din considerente tehnologice de unificare a fabricației, motoarele cu șase și opt poli se realizează folosind aceeași tolă, ceea ce le face similare din punctul de vedere al răcirii. Similitudinea se datorește și faptului că circulația exterioară a aerului se face cu viteze foarte apropiate la aceste două motoare.

În proiectare se admite o încălzire $\Delta\theta_1$ pentru bobinajul stator, ținînd seamă de clasa de izolație a mașinii și de rezerva de temperatură care trebuie să existe. Cu ajutorul coeficientului $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$, ales în funcție de dimensiunile motorului, se determină suma acestor pierderi. Proiectantul trebuie să dimensioneze mașina pentru ca pierderile respective să concorde cu valoarea determinată pentru suma ΣP_i. Se poate proceda și invers, și anume să se determine mai întîi ΣP_i și cu ajutorul valorii coeficienților $\frac{\Sigma P_i}{\Delta\theta_1}$ extrase din digrame să se calculeze încălzirea pe care o va avea bobinajul stator, urmărindu-se ca această încălzire să concorde cu limita admisă în funcție de clasa de izolație și să existe o rezervă de încălzire corespunzătoare.

Sintetizînd cele arătate în acest articol, se desprind următoarele concluzii:

a. Corelarea puterilor cu dimensiunile de montaj se efectuează pe baza calculului necesar circuitului electromagnetic și volumului disponibil pentru fiecare gabarit și turație.

b. La dimensionarea circuitului magnetic trebuie avută în vedere valoarea cotei H a dimensiunilor de montaj și volumele specificate în figura 3, în calcul plecîndu-se de la diametrul exterior al statorului, spre deosebire de literatura existentă care prezintă proiectarea plecînd de la determinarea diametrului interior al statorului.

c. Dimensionarea bobinajului stator se propune a se face plecîndu-se de la consumul conductorului de bobinaj și pierderile electrice în acesta.

d. Calculul de încălzire se propune a se efectua pe baza unor coeficienți stabiliți prin studierea unui număr important de mașini executate și încercate.

Bibliografie

[1] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. **IV**. București, Editura tehnică, 1960.

[2] *Bălă, C. V.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

[3] *Alexeev, A. E.* Construcția mașinilor electrice. București, Editura tehnică, 1951.

[4] *Klant, J.* Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1962.

[5] *Reiche, H.* Die Berechnung der Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen und Geräte. In: Elektrie **21**, 1967.

[6] *Billege, L.* Principiile de bază ale proiectării noii game de motoare conform CEI. În: Elektrotechnika **53**, nr. 12, 1960.

[7] *Goher, M.* Etape și puncte de vedere importante în dezvoltarea seriilor unitare de motoare contemporane. În: Elektrotechnika **56**, nr. 11—12, 1963.

Cîteva considerații asupra funcționării motoarelor asincrone trifazate la întreruperea unei faze, utile la protecția acestora

Victor Saviuc și Mihai T. Lucanu* — Iași

CZ 621.313.333.025.2/3.004.2

Funcționarea motoarelor asincrone trifazate în două faze este un fenomen nedorit, care totuși se întîlnește destul de des în exploatare, aducînd pagube prin arderea motoarelor și întreruperea procesului tehnologic. Acest regim de funcționare se obține prin pierderea contactului pe o fază, întreruperea apărînd de obicei la aparatura de comandă și protecție (de exemplu topirea unei siguranțe etc.).

Schemele propuse pentru protecția motorului asincron la funcționarea cu o fază întreruptă utilizează : 1) scăderea tensiunilor dintre fazele motorului ; 2) apariția unei tensiuni între punctele de înterupere (la bornele siguranței) ; 3) creșterea curentului pe celalalte două faze ; 4) apariția unei tensiuni între neutrul izolat al stelei înfășurării statorului motorului și neutrul rețelei ; 5) apariția unui curent însemnat în conductorul neutru ; 6) anularea curentului din faza întreruptă [1], [2], [3], [4], [5].

Aceste mărimi depind, în afară de alunecare, respectiv momentul rezistent, de parametrii motorului, respectiv de tipul și puterea acestuia. În lucrările de bază care se ocupă de funcționarea motorului asincron în regim nesimetric se dau doar considerații generale [6], [9] sau se fac comparații între această funcționare și cea simetrică în ipoteze prea simplificatoare (neglijarea rezistenței statorului, a impedanței ramurii de magnetizare, a rezistenței impedanței omopolare etc.) [7], [8]. Deoarece marea majoritate a motoarelor utilizate în industrie sînt de putere mică și mijlocie, simplificările enumerate duc la rezultate prea aproximative.

În această lucrare, pentru o serie de motoare cuprinse între 1,4 și 37 kW se studiază mărimile enumerate mai sus în funcție de alunecare, luînd în considerare toți parametrii motorului.

Calculele au fost efectuate cu metoda componentelor simetrice. S-a presupus că se întrerupe faza 1. Cele trei faze se notează cu indicii 1, 2, 3 ; componentele simetrice directe, inverse și omopolare, cu indicii d, i, h, cu $\underline{Z}_d$, $\underline{Z}_i$ și $\underline{Z}_h$, impedanțele directe, inverse și omopolare ale motorului. Tensiunile la motor se vor nota cu indicele m, tensiunea între punctele de întrerupere se va nota cu $\underline{U}_1$, iar cea dintre punctele neutre cu $\underline{U}_0$ (fig. 1). Pentru generalitate rezultatele sînt prezentate în mărimi relative, raportarea făcîndu-se la curentul și tensiunea de fază nominale, cum și momentul nominal. Mărimile relative se vor nota cu semnul ~ deasupra mărimii absolute. Cu indicele s se vor nota parametrii statorului, cu μ, cei de magnetizare și cu r, cei ai rotorului raportați la înfășurarea statorului.

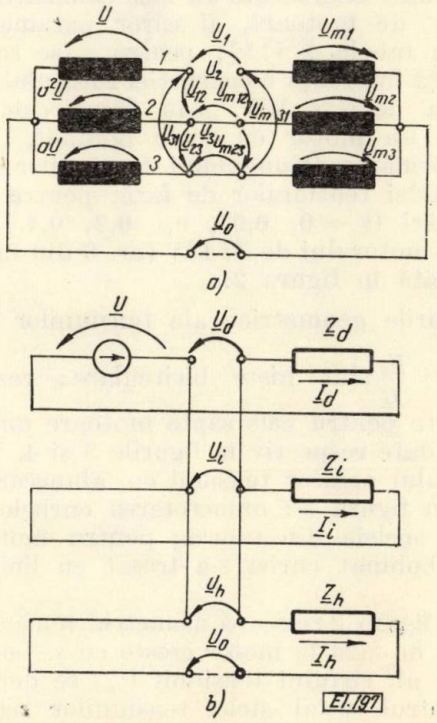


Fig. 1. Schema echivalentă a funcționării motorului asincron trifazat la întreruperea unei faze.

Motorul asincron în stea cu neutrul izolat. Conform teoriei componentelor simetrice [10] schema echivalentă a funcționării motorului asincron trifazat la întreruperea unei faze este cea prezentată în figura 1, din care rezultă următoarele relații de calcul :

$$\underline{I}_d = -\underline{I}_i = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i} \; ; \qquad (1)$$

$$\underline{I}_2 = -\underline{I}_3 = \underline{U}\frac{a^2 - a}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i} \; ; \qquad (2)$$

$$\underline{U}_1 = 3\underline{U}_0 = \underline{U}\frac{3\,\underline{Z}_i}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i} \; ; \qquad (3)$$

$$\underline{Z}_d = r_s + jx_s + \frac{(r_\mu + jx_\mu)\left(\frac{r_r}{s} + jx_r\right)}{\left(r_\mu + \frac{r_r}{s}\right) + j(x_\mu + x_r)} \; ; \qquad (4)$$

* Dr. ing. *V. Saviuc* este șef sector la Centrul de cercetări tehnice al Academiei Republicii Socialiste România, filiala Iași și ing. *M. T. Lucanu*, cercetător la același Centru de cercetări.

$$\underline{Z}_i = r_s + jx_s + \frac{(r_\mu + jx_\mu)\left(\frac{r_r}{2-s} + jx_r\right)}{\left(r_\mu + \frac{r_r}{2-s}\right) + j(x_\mu + x_r)}; \quad (5)$$

$$M_{elm} = \frac{3}{\Omega_{sinc}}\left[\frac{r_r}{s} I_{dr}^2 - \frac{r_r}{2-s} I_{ir}^2\right]. \quad (6)$$

Cu $\underline{I}_{dr}$ și $\underline{I}_{ir}$ s-au notat componentele simetrice directă și inversă ale curenților rotorici reduși la înfășurarea statorului. Cu $\underline{U}$ s-a notat tensiunea pe faza 1 a rețelei.

Mărimile enumerate au fost calculate pentru o serie de motoare, ai căror parametri sînt dați în tabela 1 [11]; pentru a se scoate în evidență influența construcției rotorului, pentru puterea de 7,5 kW, s-au făcut calculele și pentru un motor cu rotor bobinat.

Deformarea triunghiului tensiunilor de linie și a stelei tensiunilor de fază, pentru diferite alunecări ($s = 0$, 0,05, 0,1 0,2, 0,4, 0,6, 0,8 și 1) a motorului de 37 kW (nr. 6 din tabela 1), este dată în figura 2.

Locurile geometrice ale tensiunilor $\tilde{U}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}}$ și $\tilde{U}_0 = \frac{\underline{U}_0}{\underline{U}}$ sînt niște bicirculare; rezultatele obținute pentru cele șapte motoare din tabela 1 sînt date respectiv în figurile 3 și 4. Variația modulului acestor tensiuni cu alunecarea este dată în figura 5; numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă; pentru motorul cu rotor bobinat curba s-a trasat cu linie întreruptă.

Din figura 2 reiese că asimetria tensiunilor de linie și de fază la motor crește cu s. Locul geometric al vîrfului tensiunii $\underline{U}_{m1}$ se depărtează de centrul 0 al stelei tensiunilor rețelei cu creșterea puterii, trecînd prin punctul 0_1 la $s = 1$. Locul geometric al tensiunii neutrului motorului se apropie de linia 00_1 la scăderea puterii motorului, trecînd tot prin 0_1 la $s = 1$.

Din figura 5 rezultă că tensiunea $\tilde{U}_1$, respectiv $\tilde{U}_0$ sînt diferite de zero la $s = 0$, valorile lor pentru această alunecare scăzînd cu puterea motorului. Cu creșterea lui s, $\tilde{U}_1$ și $\tilde{U}_0$ cresc pînă la valoarea 1,5, respectiv 0,5.

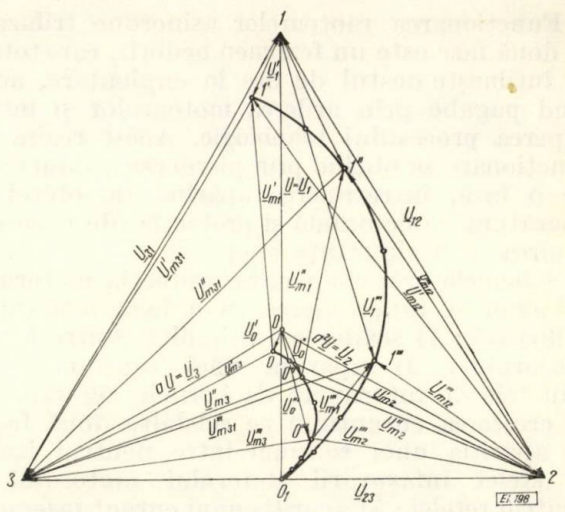


Fig. 2. Deformarea triunghiului tensiunilor de linie și a stelei tensiunilor de fază ale motorului de 37 kW (nr. 6, tabela 1) cu neutru izolat la diferite alunecări $s = 0$; 0,05; 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 și 1.

La motorul cu rotor bobinat locul geometric al lui $\tilde{U}_1$ este apropiat de cel al motorului cu rotor în scurtcircuit, punctele corespunzătoare alunecărilor mari deplasîndu-se mult către 0_1, obținîndu-se o creștere accentuată a modulului său cu s în domeniul alunecărilor mici. Trebuie de remarcat că, chiar la funcționarea normală, tensiunea între punctele neutre este diferită de zero datorită micilor nesimetrii ale tensiunilor de linie, nesimetriilor constructive ale motorului și datorită armonicilor.

Tabela 1

Mărimile caracteristice ale motoarelor asincrone studiate de puteri variind între 1,4 și 37 kW

Nr. crt.	P_{nom}, kW	n_{nom}, rot/min	$\frac{M_{cr}}{M_{nom}}$	Stator								Rotor		Observații
				$\frac{I_p}{I_{nom}}$	cos φ			I_{snom}, A	I_{so}, A	r_s Ω	x_s Ω	r_r Ω	x_r Ω	
					pornire	nominal	la gol							
1	1,4	870	2,8	3	0,86	0,69	0,15	4,8	3,2	5,98	3,93	8,41	3,80	rotor în scurtcircuit
2	3,5	870	2,8	3,5	0,85	0,74	0,11	10,1	6,1	2,16	2,03	3,33	1,46	rotor în scurtcircuit
3	7,5	680	3,1	4,4	0,76	0,74	0,09	20,0	13,2	0,88	0,965	1,17	0,70	rotor în scurtcircuit
3′	7,5	702	2,6	—	—	0,69	0,22	21,2	16,7	0,788	0,898	0,211	0,33	rotor bobinat
4	16	905	3,1	4,9	0,7	0,79	0,08	37,8	19,8	0,33	0,410	0,52	0,47	rotor în scurtcircuit
5	28	700	3,4	5,4	0,61	0,75	0,06	68,0	40,0	0,123	0,245	0,270	0,235	rotor în scurtcircuit
6	37	705	3,6	5,8	0,61	0,72	0,06	91,0	55,0	0,080	0,170	0,190	0,160	rotor în scurtcircuit

În figura 6 este reprezentat $\tilde{U}_{m12} = \frac{U_{m12}}{U}$, iar în figura 7, $\tilde{U}_{m31} = \frac{U_{m31}}{U}$. Din aceste figuri se constată că tensiunile $\tilde{U}_{m12}$ și $\tilde{U}_{m31}$ variază

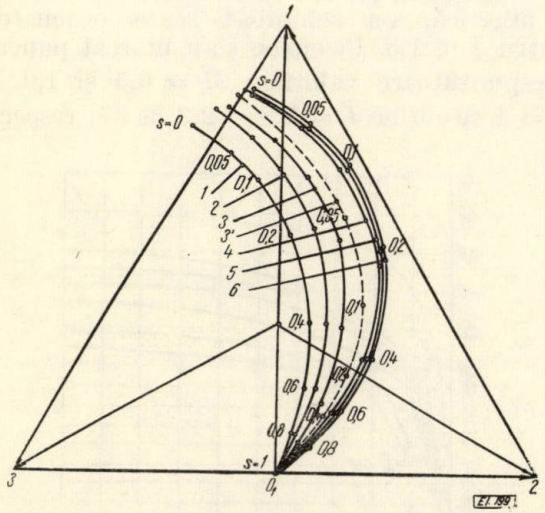


Fig. 3. Locurile geometrice ale tensiunilor relative $\tilde{U}_1$ dintre punctele de întrerupere pentru cele șapte motoare din tabela 1 conectate în stea cu neutru izolat (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă).

mult cu alunecarea, depinzînd de puterea și tipul motorului. $\tilde{U}_{m12}$ scade de la o valoare de circa 1,6, trece printr-un minim cu atît mai pronunțat și la alunecări cu atît mai mici cu cît crește puterea motorului, atingînd valoarea $\frac{\sqrt{3}}{2}$ la $s = 1$. La motorul cu rotor bobinat minimul este mai pronunțat, avînd loc la alunecări mai mici. $\tilde{U}_{m31}$ scade la valoarea $\frac{\sqrt{3}$ pentru $s = 1$, prezentînd un maxim la

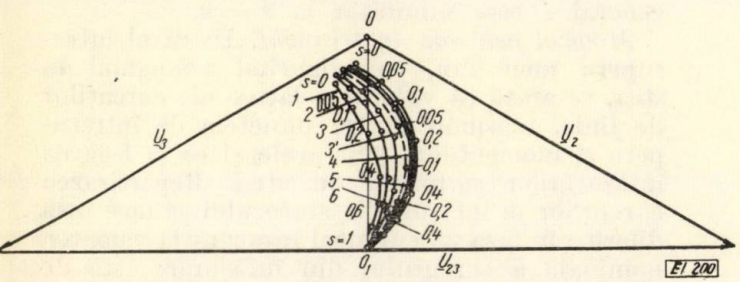


Fig. 4. Locurile geometrice ale tensiunilor relative $\tilde{U}_0$ dintre punctele neutre ale statorului motorului și rețelei pentru cele șapte motoare din tabela 1 (numerotarea curbelor corespunde celeia din tabelă).

alunecări mici pentru motoarele de putere mare.

În figura 8 este reprezentată curba momentului electromagnetic relativ $\tilde{M} = \frac{M_{elm}}{M_{elm\ nom}}$; cuplul electromagnetic nominal, la care s-a făcut raportarea, s-a calculat din puterea nominală, neglijîndu-se pierderile mecanice și suplimentare:

$$M_{elm\ nom} \approx \frac{P_{nom}}{\Omega_{nom}}.$$

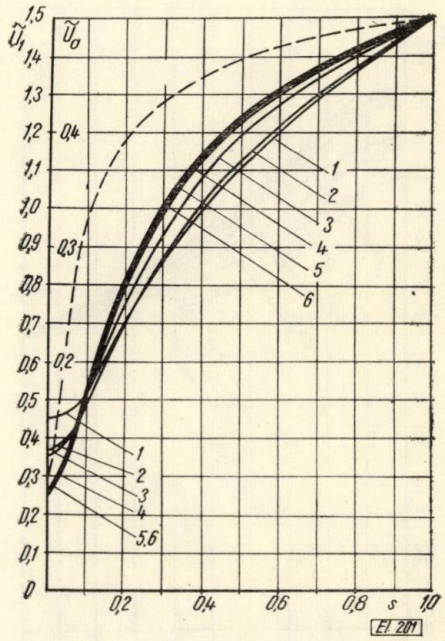


Fig. 5. Variația cu alunecarea a tensiunilor relative dintre punctele de întrerupere și dintre punctele neutre pentru cele șapte motoare din tabela 1 (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă).

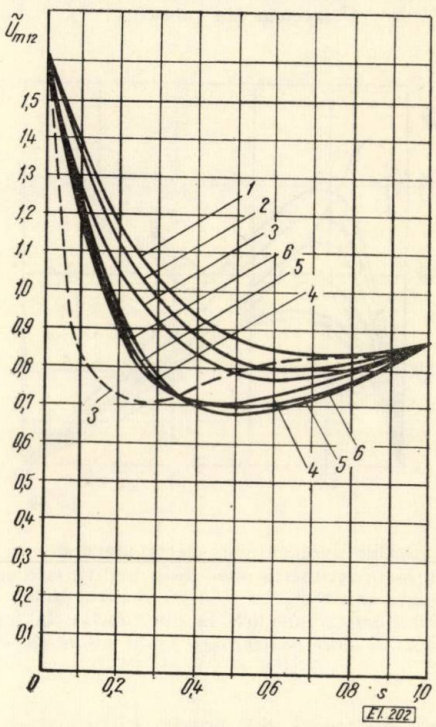


Fig. 6. Variația cu alunecarea a tensiunilor relative de linie $\tilde{U}_{m12}$ la bornele celor șapte motoare studiate conectate în stea cu neutru izolat (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă).

Pe curbe s-au marcat punctele corespunzătoare valorilor relative ale curentului de 1,0 și 1,5. Momentul electromagnetic relativ maxim este supraunitar numai la motoarele de putere mare.

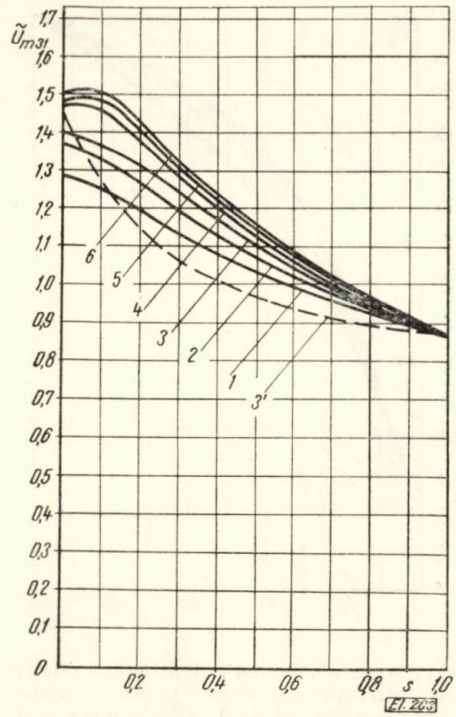


Fig. 7. Variația cu alunecarea a tensiunilor relative de linie $\tilde{U}_{m31}$ la bornele celor șapte motoare studiate conectate în stea cu neutrul izolat (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă).

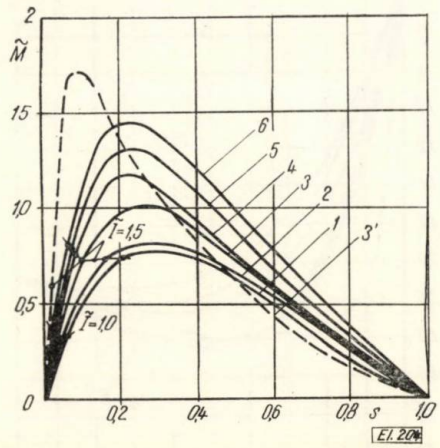


Fig. 8. Variațiile momentelor electromagnetice relative cu alunecarea la întreruperea unei faze pentru cele șapte motoare studiate conectate în stea cu neutrul izolat (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă). În figură s-au marcat punctele corespunzătoare unor valori ale curenților relativi de 1 și 1,5.

Pentru motorul cu rotor bobinat maximul este mult mai mare și are loc la alunecări mai mici decît la motorul cu rotor în scurtcircuit. Din figură mai rezultă că, chiar la curenți relativi de 1,5, momentul electromagnetic relativ este subunitar.

În figura 9 este reprezentată variația curentului relativ $\tilde{I} = \frac{I_2}{I_{nom}} = \frac{I_3}{I_{nom}}$. Pentru a se putea reprezenta clar partea curbelor care interesează în practică, s-a schimbat scara ordonatelor pentru $\tilde{I} < 1{,}5$. Pe curbe s-au marcat punctele corespunzătoare valorilor $\tilde{M} = 0{,}5$ și 1,0. La $\tilde{M} = 1$ se obține $\tilde{I} = 1{,}8 - 2{,}3$ la 37, respectiv

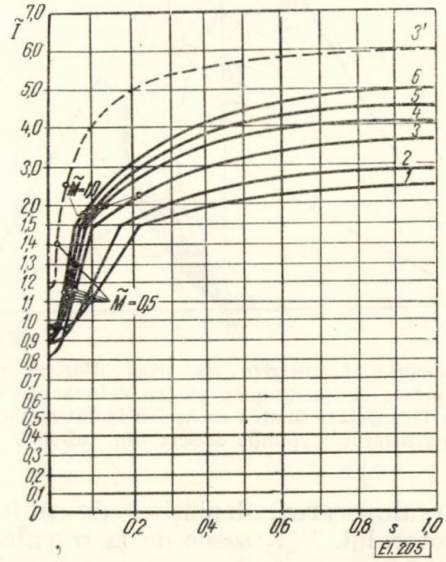


Fig. 9. Variația curenților relativi cu alunecarea la întreruperea unei faze pentru cele șapte motoare studiate conectate în stea cu neutrul izolat (numerotarea curbelor corespunde aceleia din tabelă). Pe curbe sînt marcate punctele corespunzătoare unor momente relative de 0,5 și 1.

7,5 kW (2,55 la motorul cu rotor bobinat), $\tilde{I}$ fiind supraunitar chiar și la $\tilde{M} = 0{,}5$. În general $\tilde{I}$ este subunitar la $s = 0$.

Motorul asincron în triunghi. În cazul întreruperii unei linii, transfigurînd triunghiul în stea, se arată că valorile relative ale curenților de linie, tensiunii dintre punctele de întrerupere și momentului, sînt aceleași ca la legarea înfășurărilor statorului în stea. Repartizarea curenților în înfășurările statorului se face însă diferit : în faza 23 curentul raportat la valoarea nominală a curentului din înfășurare este de $\frac{2}{\sqrt{3}} = 1{,}15$ ori mai mare decît valoarea relativă a curentului din fazele 2 și 3 ale motorului legat în stea, iar în fazele 12 și 31 curenții relativi sînt de $\frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}57$ ori mai mari. Așadar curbele obținute în paragraful precedent sînt valabile și în acest caz, cu excepția curenților relativi din înfășurările statorului, care trebuie înmulțiți cu 1,15, respectiv 0,57.

Motorul asincron în stea cu conductor neutru. În acest caz relațiile de calcul ale curenților

devin (fig. 1, cu completările reprezentate cu linie întreruptă):

$$\underline{I}_d = \underline{U}\,\frac{1}{\underline{Z}_d + \dfrac{\underline{Z}_i\,\underline{Z}_h}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h}}; \qquad (7)$$

$$\underline{I}_i = -\,\underline{I}_d\,\frac{\underline{Z}_h}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h}; \qquad (8)$$

$$\underline{I}_h = -\,\underline{I}_d\,\frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_h}; \qquad (9)$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_d + \underline{I}_i + \underline{I}_h = 0; \qquad (10)$$

$$\underline{I}_2 = a^2\underline{I}_d + a\underline{I}_i + \underline{I}_h; \qquad (11)$$

$$\underline{I}_3 = a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i + \underline{I}_h; \qquad (12)$$

$$\underline{I}_0 = 3\underline{I}_h; \qquad (13)$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}\,\frac{3\,\underline{Z}_i\,\underline{Z}_h}{\underline{Z}_d\,\underline{Z}_i + \underline{Z}_d\,\underline{Z}_h + \underline{Z}_i\,\underline{Z}_h}. \qquad (14)$$

În cazul înfășurării în două straturi, cu pas scurtat, în limitele 0,78 ÷ 0,83, cea mai frecvent utilizată, impedanța omopolară a motorului asincron se determină cu relația [6]:

$$\underline{Z}_h = r_s + j\,1{,}5\,x_s. \qquad (15)$$

În figura 10 sînt reprezentate locurile geometrice ale vîrfului tensiunii $\underline{\tilde{U}}_{m1}$ în funcție de aceleași valori ale alunecării pentru motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1. Și în acest caz locurile geometrice sînt niște bicirculare. Din figura 10 rezultă că deformarea triunghiului tensiu-

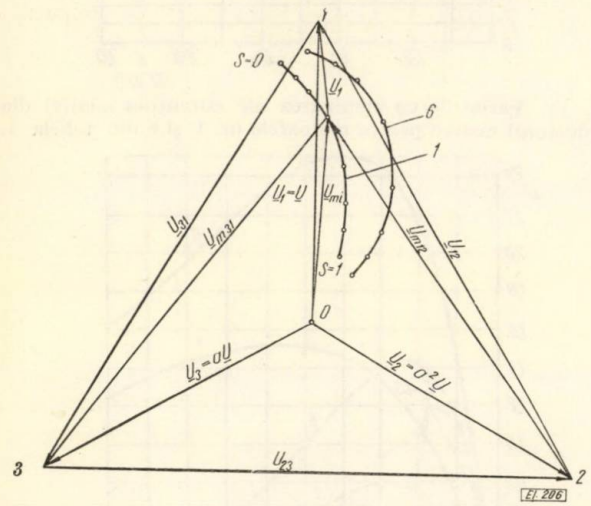


Fig. 10. Locurile geometrice ale tensiunii dintre punctel de întrerupere pentru motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei. Pe curbe sînt marcate punctele de alunecări $s = 0$; 0,05; 0,1; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8 și 1.

nilor de linie și a stelei tensiunilor de fază este mai mică decît în cazul neutrului izolat. Cu creșterea lui s, $\tilde{U}_{m1}$ scade, rămînînd diferită de zero pentru $s = 1$.

Variația cu alunecarea a tensiunii dintre punctele de întrerupere pentru aceleași motoare, este reprezentată în figura 11; pentru comparație, în această figură (ca și în cele care

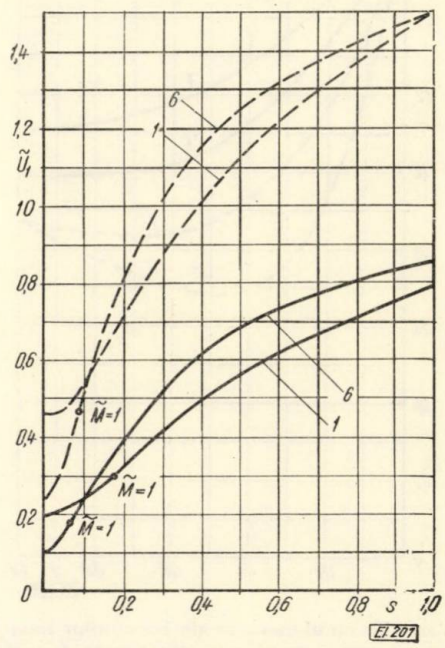


Fig. 11. Variațiile cu alunecarea ale tensiunilor relative dintre punctele de întrerupere la motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei (linie continuă). Pentru comparație cu linii întrerupte s-au reprezentat aceleași curbe în cazul neutrului izolat.

urmează) s-au reprezentat cu linie întreruptă aceleași mărimi din cazul motorului cu neutrul izolat. Se constată că în cazul de față valorile acestei tensiuni sînt mult mai mici decît în primul caz. Pe curbe s-au marcat punctele corespunzătoare la $\tilde{M} = 1$.

Scăderea lui $\tilde{U}_{m12}$ cu s este monotonă, valorile ei fiind mai mari decît în cazul motorului cu neutrul izolat (fig. 12). Aceleași scăderi, mai mici decît la motorul cu neutrul izolat, se constată și pentru $\tilde{U}_{m31}$ (fig. 13).

Curentul relativ din faza 3 este mai mare decît cel din faza 2, ambii fiind mai mici decît curentul relativ din cazul motorului cu neutrul izolat pentru alunecări mici și mai mari decît acesta la alunecări mari (fig. 14). Marcîndu-se pe curbe punctele corespunzătoare la $\tilde{M} = 1$ se constată că ele corespund la curenți relativi mai mici decît în cazul motorului cu neutrul izolat. În figura 14, la fel ca și în figura 9, s-a schimbat scara pentru $\tilde{I} < 2$.

Variația curentului relativ din conductorul neutru cu alunecarea este reprezentată în figura 15, în care de asemenea s-a schimbat scara pentru $\tilde{I}_0 < 2$. Se constată că la $s = 0$, $\tilde{I}_0 \approx 1$, crescînd monoton cu s.

În figura 16 este reprezentată curba $\tilde{M}(s)$, marcîndu-se punctele corespunzătoare la

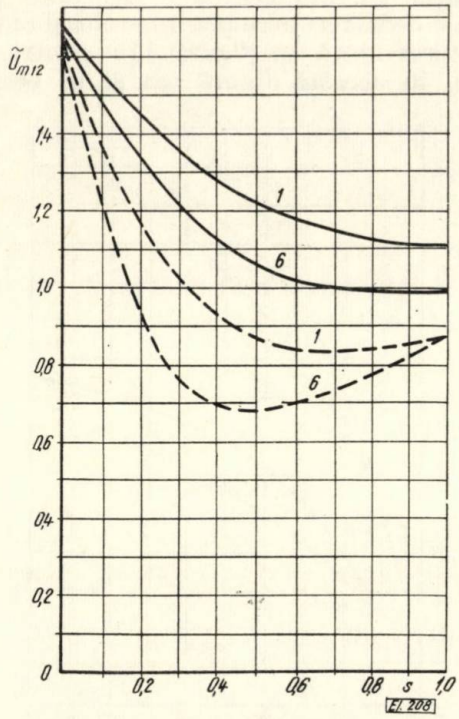


Fig. 12. Variațiile cu alunecarea ale tensiunilor relative $\tilde{U}_{m12}$ la bornele motoarelor nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei (linie continuă). Pentru comparație s-au reprezentat cu linie întreruptă aceleași curbe în cazul neutrului izolat.

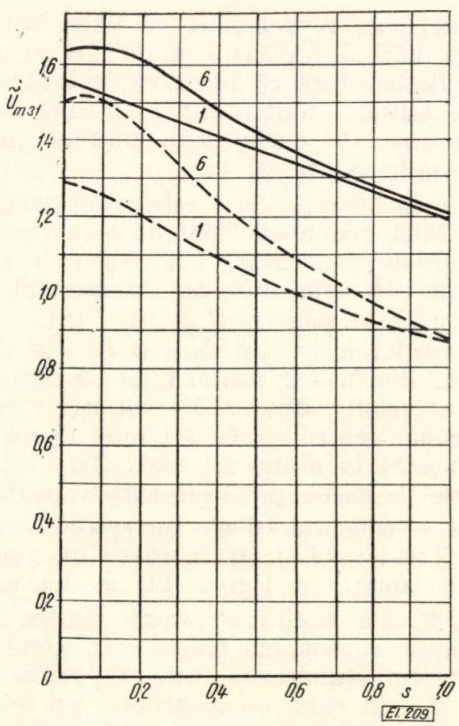


Fig. 13. Variațiile cu alunecarea ale tensiunilor relative $\tilde{U}_{m31}$ la bornele motoarelor nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei (linie continuă). Pentru comparație s-au reprezentat cu linie întreruptă aceleași curbe în cazul neutrului izolat.

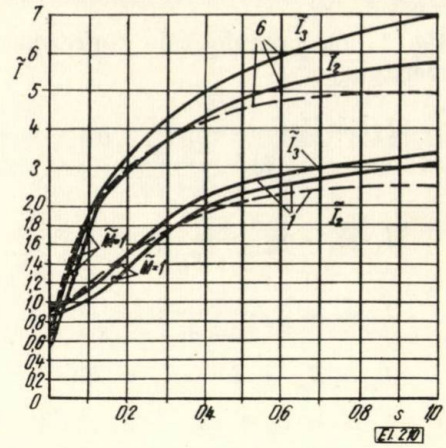


Fig. 14. Variațiile cu alunecarea ale curenților relativi $\tilde{I}_2$ și $\tilde{I}_3$ pentru motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei. Pentru comparație cu linie întreruptă s-au reprezentat aceleași curbe ale curentului relativ $\tilde{I}$ din cazul neutrului izolat. Pe curbe sînt marcate punctele corespunzătoare momentului relativ unitar.

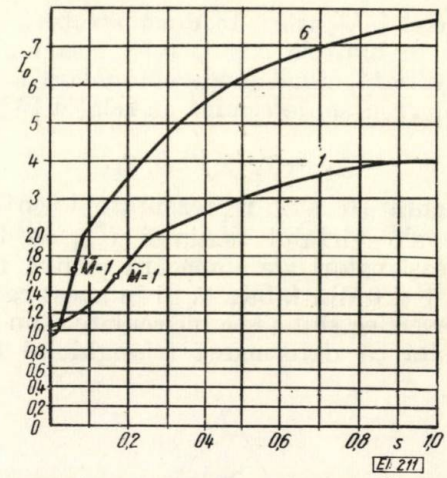


Fig. 15. Variațiile cu alunecarea ale curenților relativi din conductorul neutru pentru motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1.

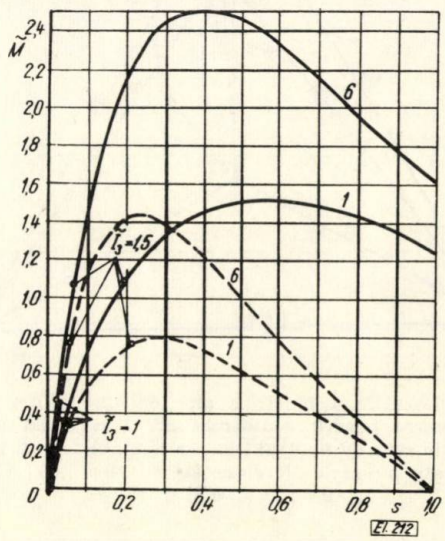


Fig. 16. Variațiile cu alunecarea ale momentelor relative pentru motoarele nr. 1 și 6 din tabela 1 conectate în stea cu neutrul legat la neutrul rețelei (linie continuă). Pentru comparație s-au reprezentat cu linie întreruptă aceleași curbe în cazul neutrului izolat. Pe curbe sînt marcate punctele corespunzătoare unui curent relativ $\tilde{I}_3 = 1$ și 1,5.

$\widetilde{I}_3 = 1{,}0$ și 1,5. La aceleași alunecări momentele sînt mult mai mari decît în cazul motorului cu neutrul izolat, maximul obținîndu-se la alunecări mai mari; la $s = 1$ se obține $\widetilde{M} > 1$.

Încercările experimentale au confirmat rezultatele obținute pe cale teoretică.

Concluzii

Din analiza rezultatelor obținute se desprind următoarele.

1. Tensiunile relative de linie la motor variază de la circa 1,4 — 1,7 la $s = 0$ pînă la 0,87 — 1 la $s = 1$; în sarcină scad relativ puțin, în special la motorul cu neutrul legat la neutrul rețelei, astfel încît în general nu se produce deconectarea motorului de la rețea de către contactor, tensiunea de declanșare a sa fiind mai mică; schemele de protecție bazate pe această scădere a tensiunii nu sînt eficace, nefiind recomandabile.

2. Tensiunea relativă dintre punctele de întrerupere la motorul cu neutrul izolat variază, pentru motoarele studiate, de la 0,25 (pentru 37 kW) — 0,45 (pentru 1,4 kW) pentru $s = 0$, pînă la 1,5 pentru $s = 1$, avînd valoarea circa 0,5, pentru $s = 0{,}1$.

În cazul motorului cu neutrul legat la neutrul rețelei tensiunea relativă dintre punctele de întrerupere este mai mică, variind de la 0,1 (pentru 37 kW) — 0,2 (pentru 1,4 kW) la $s = 0$, pînă la circa 0,8 la $s = 1$.

Aceste tensiuni pot fi utilizate la protecția motorului la funcționarea în două faze dacă se are în vedere întreruperea într-un anumit loc, de exemplu, la fuzibil; o astfel de protecție este însă limitată, acționînd numai în cazul întreruperii între punctele de conectare a releelor de tensiune.

Tensiunea dintre punctele neutre ale motorului cu neutrul izolat și rețelei este de trei ori mai mică decît tensiunea dintre punctele de întrerupere; ea poate fi utilizată la protecția motorului cu înfășurările statorului în stea.

3. Pentru momentul nominal curentul relativ crește de la 1,8 (pentru 37 kW) — 2,3 (pentru 7,5 kW) în cazul motorului cu neutrul izolat. La motorul cu neutrul legat la neutrul rețelei aceste creșteri sînt mai mici (circa 1,4). Curentul relativ în conductorul neutru pentru $\widetilde{M} = 1$ are valoarea de circa 1,6; acest curent poate fi utilizat la protecția motorului cu înfășurările statorului legate în stea, conectîndu-se între punctele neutre un releu de curent sau un releu termic.

La motorul cu înfășurările statorului în triunghi, curentul relativ în faza 23 este de 1,15 ori mai mare decît în cazul motorului cu neutrul izolat. De aici rezultă că din punctul de vedere al încălzirii cel mai solicitat va fi motorul cu înfășurările statorului în triunghi, iar cel mai puțin solicitat, acela cu neutrul legat la neutrul rețelei.

Creșterile de curent fiind mari, există posibilitatea acționării releelor termice. Protecția termică trebuie dublată și de o protecție împotriva întreruperii unei faze, în special la motoarele de o importanță deosebită pentru procesul tehnologic.

4. Momentul electromagnetic relativ la motoarele cu înfășurările în stea cu neutrul izolat și la cele cu înfășurările statorului în triunghi au valori maxime relativ mici, fiind subunitare la motoarele de putere mică și obținîndu-se la valori relative mari ale curentului. La motoarele cu rotorul bobinat maximul este mult mai mare (circa 1,7 la 7,5 kW), avînd loc la alunecări mai mici.

Momentul electromagnetic relativ al motoarelor cu neutrul legat la neutrul rețelei este supraunitar la $s = 1$; valoarea sa maximă este mai mare decît pentru celelalte două cazuri, $\widetilde{M} = 1$ obținîndu-se pentru un curent relativ de circa 1,5.

5. Dispariția curentului pe una din linii, poate servi la protecția motoarelor asincrone, cu excepția cazului întreruperii unei faze a înfășurărilor statorului legate în triunghi, dacă se folosesc trei relee de curent minim [3], [5] sau dispozitivul din [2]. Schemele respective au avantajul că dispozitivele de protecție pot fi plasate oriunde de-a lungul circuitului de alimentare, în particular în apropierea contactorului, ceea ce simplifică mult executarea conexiunilor.

Ca simplitate constructivă și siguranță în funcționare, în cazul motoarelor asincrone cu înfășurările statorului legate în stea, este recomandabil să se utilizeze schemele de protecție care folosesc tensiunea dintre punctele neutre sau curentul din conductorul neutru, în ambele cazuri fiind necesar un singur releu. Dimensionarea acestor relee se poate face utilizînd datele din lucrarea de față, lucrare care dă indicații cantitative asupra comportării motoarelor asincrone la întreruperea unei faze.

Bibliografie

[1] *Boțan, N. V., Grisaru, E.* și *Gutman, S.* Protecția motorului asincron trifazat contra funcționării în două faze. In: Electrotehnica **III**, nr. 12, 1955, p. 536—540.

[2] *Lazarovici, I.* Dispozitiv de protecție pentru motoarele trifazate împotriva suprimării unei faze și asupra sarcinilor mari, invenția R.P.R. 41466, autori Egon Hoppe, Al. A. Crețescu. În: Electrotehnica **X**, nr. 1, 1962, p. 39—40.

[3] *Gutmann, H.* Phasenausfallschutz für Hoch- und Niederspannungsmotoren. In: AEG Mitteilungen **48**, nr. 2/3, 1958, p. 101—103.

[4] *Gafford, B. N.* Thermal-synthesis relay is best replica of motor heating. În: AIEE Transactions, Power Apparatus and Systems, nr. 42, iunie 1959, p. 288—295.

[5] *Zimin, E. N.* Protecția motoarelor electrice asincrone cu tensiunea pînă la 500 V. București, Editura tehnică, 1964.

[6] *Kostenko, M. P.* Elektriceskie maşinî. Speţialnaia ciast. Moscova—Leningrad, Gosenergoizdat, 1949, p. 354—366.

[7] *Stromiatnikov, I. A.* Regimurile de funcţionare ale motoarelor asincrone. Bucureşti, Editura tehnică, 1952.

[8] *Stromiatnikov, I. A.* Rejimî rabotî asinhronnîh i sinhronnîh elektrodvigatelei. Moscova — Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[9] *Kovács, K. P.* Betriebsverhalten von Asynchronmaschinen. Berlin, VEB Verlag Technik, 1957, p. 308—331.

[10] *Timotin, Al., Horţopan, V., Mastero, S., Ifrim, A.* şi *Preda, M.* Lecţii de bazele electrotehnicii, vol. II. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1964.

[11] *Veşenevski, S. N.* Harakteristiki dvigatelei v elektroprivode. Moscova—Leningrad, Izd. Energhia, 1966.

Intrat în redacţie la 15.VII.1967

Calculul termic al înfăşurărilor din folie de aluminiu pentru transformatoarele de putere în ulei

Tiberiu Ciubotaru şi Emil Lăzărescu* — Bucureşti

CZ 621.314.2.045.16 : 621.315.53.017.7

Introducerea înfăşurărilor din folie reprezintă un important progres în tehnica construcţiei bobinajelor. În această lucrare se fac unele precizări cu privire la calculul termic al înfăşurărilor din folie de aluminiu, bazate pe studiile şi încercările efectuate de autori.

Generalităţi

Utilizarea conductoarelor de aluminiu de formă clasică, în locul celor de cupru, în construcţia înfăşurărilor transformatoarelor de putere, prezintă unele inconveniente, printre cele mai importante fiind creşterea gabaritului aparatului, a consumului de materiale electroizolante şi a construcţiei metalice anexe [1].

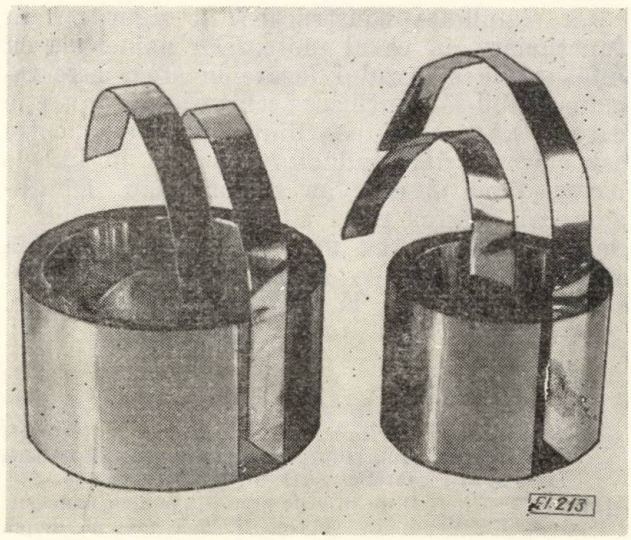


Fig. 1. Bobine din folie de alumniniu emailată.

În anumite cazuri, funcţie de puterea bobinei (tensiune şi curent), o soluţie superioară de utilizare a aluminiului este folosirea conductorului în formă de folie. Utilizarea foliei de aluminiu permite realizarea unei bobine avînd rezistenţă electrică egală cu bobina echivalentă din cupru de formă clasică, la un volum egal şi la o greu

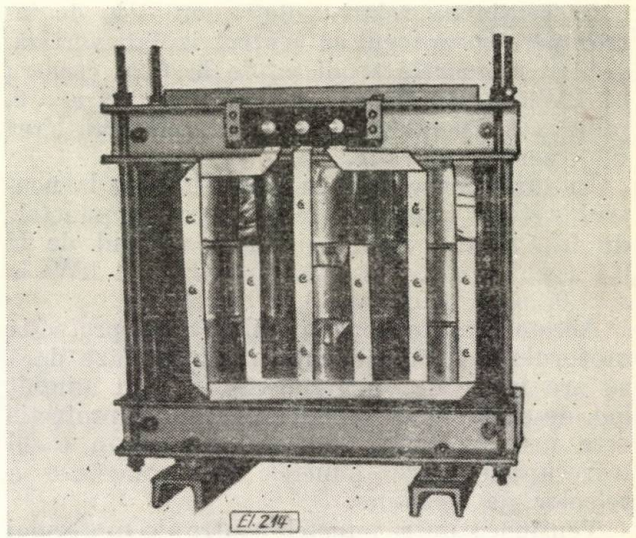


Fig. 2. Transformator cu înfăşurări din folie de aluminiu emailată.

tate şi un preţ mai mici. Aceste rezultate favorabile se datoresc faptului că înfăşurarea din folie prezintă un factor de umplere ridicat, care compensează creşterea de secţiune impusă de diferenţa de rezistivitate dintre Cu şi Al, iar pentru dimensiunile cele mai uzuale preţul foliei este inferior preţului conductorului de Al de formă clasică [1].

În prezent, în unele ţări, folia de Al se utilizează pe scară largă în construcţia înfăşurărilor, soluţia tehnică trecînd în ultimii ani din stadiul de încercare de laborator în cel de aplicare industrială [2].

În prezent, şi în ţara noastră se fac cercetări în domeniul transformatoarelor cu înfăşurări din folie (fig. 1 şi 2).

Printre avantajele utilizării foliei de aluminiu trebuie menţionată realizarea unor condiţii

* Ing. *T. Ciubotaru* este şeful laboratorului transformatoare la I.C.P.E., iar ing. *E. Lăzărescu* lucrează la acelaşi laborator.

bune de transmitere a căldurii în interiorul bobinei, fapt care duce la o mai rațională utilizare a limitelor de încălzire admise pentru uleiul de transformator, cu importante efecte economice.

Datorită noutății soluției literatura tehnică nu conține încă indicații de calcul a încălzirii înfășurărilor din folie.

În cele ce urmează se fac unele precizări privitoare la calculul înfășurărilor din folie, ținînd seamă de utilizarea materialelor izoante moderne.

Relații de calcul

În regim termic stabilizat căldura produsă în interiorul bobinelor se transmite prin conducție la suprafață, de unde este preluată de ulei, transportată la pereții cuvei și cedată aerului înconjurător. Pe acest circuit se produc căderi de temperatură, a căror reprezentare grafică este dată în figura 3.

Pentru calculul încălzirilor în interiorul bobinei se admit următoarele condiții [3]:

— transmiterea căldurii se face numai radial, deoarece bobinele din folie au uzual dimensiuni axiale mari;

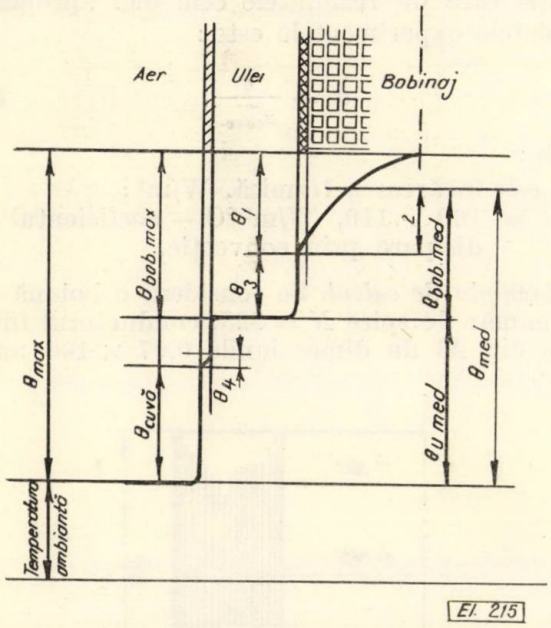


Fig. 3. Repartiția încălzirilor și temperaturilor într-un transformator cu răcire naturală în ulei;

$\partial_{u\,med}$ — încălzirea medie a uleiului; ∂_3 — încălzirea medie a suprafeței bobinei față de ulei; ∂_1 — încălzirea maximă a bobinei față de suprafața bobinei; ∂_2 — încălzirea medie a bobinei față de suprafața bobinei; $\partial_{med} = \partial_{u\,med} + \partial_3 + \partial_2$.

— bobina este un corp omogen, cu aceeași conductibilitate termică în toate punctele secțiunii;

— cele două suprafețe exterioare ale bobinei se află în aceleași condiții de răcire, transmiterea căldurii făcîndu-se simetric față de axa secțiunii longitudinale (fig. 4);

— pierderile pe unitatea de volum a bobinei reprezintă o mărime constantă.

Dacă $p(W/cm^3)$ sînt pierderile pe unitatea de volum a bobinei, în conformitate cu notațiile adoptate în figura 4, fluxul termic ce trece prin secțiunea de 1 cm^2 la distanța x de axa bobinei este:

$$P = px. \tag{1}$$

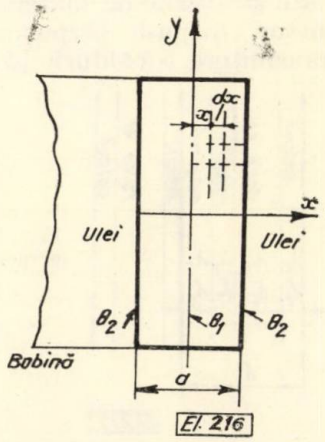


Fig. 4. Secțiune longitudinală prin bobină.

Diferența de temperatură pe elementul de lungime dx se exprimă prin relația:

$$d\partial = \frac{px \cdot dx}{\lambda}, \tag{2}$$

în care λ este coeficientul de conductibilitate termică rezultant al bobinei. Integrînd între $x = 0$ și $x = \frac{a}{2}$ se obține:

$$\partial_1 = \int_{\theta_2}^{\theta_1} d\partial = \frac{p}{\lambda} \int_0^{\frac{a}{2}} x \cdot dx; \tag{3}$$

$$\partial_1 = \theta_1 - \theta_2 = \frac{pa^2}{8\lambda}. \tag{4}$$

Referitor la valoarea lui ∂_1, așa cum a fost definită mai sus, este necesar să se facă unele precizări deoarece literatura de specialitate consultată nu este suficient de clară în această privință. Astfel, trebuie arătat că, în cazul înfășurărilor stratificate din conductor clasic, rotund sau profil, ∂_1 reprezintă încălzirea maximă medie a înfășurării. Prin încălzire maximă medie se înțelege aici media maximelor măsurate în axa termică longitudinală a secțiunii bobinei. Încălzirea punctului cel mai cald are o valoare care poate fi diferită de cea maximă medie, uneori cu 5—10°C sau chiar mai mult. Pentru înfășurările din folie ∂_1 calculat reprezintă și încălzirea punctului cel mai cald datorită uniformizării temperaturii pe înălțimea foliei. Lipsa punctelor calde, necontrolabile prin calcul, este unul dintre principalele avantaje ale înfășurărilor din folie.

Repartiția temperaturii în interiorul bobinei urmînd legea parabolei pătratice, valoarea medie a încălzirii este dată de relația :

$$\vartheta_2 = \frac{2}{3}\,\vartheta_1 . \qquad (5)$$

Pentru stabilirea coeficientului de conductibilitate termică rezultant λ se iau în considerare toate straturile de materiale aferente unui conductor, dispuse perpendicular pe direcția de transmitere a căldurii [3].

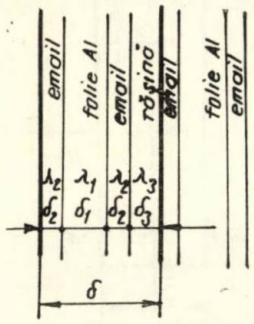


Fig. 5. Succesiunea straturilor perpendiculare pe direcția fluxului termic.

În cazul utilizării foliei emailate și a bobinei impregnată în rășini epoxidice, dispoziția straturilor este dată în figura 5.

Dacă grosimea totală a straturilor se notează cu δ, grosimile diverselor straturi cu δ_1, δ_2, δ_3, iar coeficienții de conductibilitate cu λ, λ_1, λ_2, λ_3, se stabilește relația :

$$\frac{\delta}{\lambda} = \frac{\delta_1}{\lambda_1} + \frac{2\delta_2}{\lambda_2} + \frac{\delta_3}{\lambda_3} . \qquad (6)$$

Ținînd seamă de faptul că rezistența termică a aluminiului este neglijabilă, se obține pentru coeficientul de conductibilitate termică rezultant expresia :

$$\lambda = \frac{\lambda_2 \lambda_3 (\delta_1 + 2\delta_2 + \delta_3)}{2\delta_2 \lambda_3 + \delta_3 \lambda_2} . \qquad (7)$$

Pentru foliile de aluminiu emailat, δ_2 este uzual, cuprins între 0,005 și 0,015 mm, iar pentru modelele încercate grosimea peliculei de impregnare δ_3 a fost aproximativ de 0,009 mm.

Referitor la coeficienții de conductibilitate verificați pe bobinele încercate, pentru email polivinil formal se poate lua 0,0025 (W/cm°C), iar pentru rășina de impregnare 0,0017 — 0,0023 (W/cm°C).

Pentru hîrtia impregnată valoarea acestui coeficient poate varia între 0,0017 și 0,0023 (W/cm°C). Se observă că valorile coeficienților de conductibilitate pentru email, rășină și hîrtie impregnată sînt apropiate. În cazul utilizării hîrtiei transmiterea căldurii se înrăutățește datorită faptului că, din motive mecanice, stratul de hîrtie între două spire succesive trebuie să fie de cîteva ori mai gros în comparație cu grosimea necesară în cazul izolării cu email.

După cum se știe, principala dificultate a emailării foliilor de Al este asigurarea unei izolări corespunzătoare a marginilor. De multe ori, pentru obținerea unei izolații corespunzătoare, marginile foliilor se izolează suplimentar. Această îngroșare a marginilor face ca în procesul de înfășurare strîngerea bobinei să nu se facă uniform pe toată lungimea, capetele rezultînd mult mai strînse în comparație cu zona centrală. Din cauza arătată rășina de impregnare pătrunde între spire numai parțial, golurile dintre straturi rămînînd pline cu aer, al cărui coeficient de conductibilitate termică este de numai 0,000279 (W/cm°C). Dacă, din considerente mecanice, nu se impune impregnarea bobinei, între spirele emailate pătrunde uleiul, al cărui coeficient de conductibilitate termică este 0,0011 (W/cm°C), de cinci ori mai mare decît al aerului.

Din cele arătate rezultă toate elementele necesare pentru a calcula încălzirea medie a bobinei din folie, δ_2.

Pentru determinarea încălzirii θ_3 a suprafeței bobinelor din folie emailată față de ulei, s-au făcut încercări care au dus la concluzia că relația care dă rezultatele cele mai apropiate de datele experimentale este :

$$\vartheta_3 = \frac{q}{\alpha_{conv.}} , \qquad (8)$$

unde :

q este încărcarea termică, W/m²;

α = 100...110, W/m² °C — coeficientul de disipare prin convecție.

Exemplu de calcul. Se consideră o bobină cu un număr de spire $N = 223$, conductorul fiind folie din Al de dimensiunile 0,07 × 100 mm.

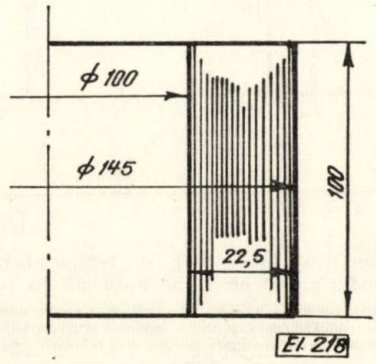


Fig. 6. Secțiune longitudinală prin bobina din folie la care se referă exemplul de calcul.

Izolația foliei este polivinil formal avînd grosimea 2 × 0,012 = 0,024. După execuție, bobina este impregnată sub vid, în rășină Araldit F. Dimensiunile bobinei sînt date în figura 6.

Pe baza acestor date se calculează valorile lui ∂_2 și ∂_3 pentru un curent de 10 A :

$$\partial_2 = \frac{pa^2}{12\,\lambda} = \frac{0{,}04185 \cdot 2{,}25^2}{12 \cdot 0{,}0073} = 2{,}42°C;$$

$$p = \frac{RI^2}{V_{bob}} = \frac{36{,}2}{865} = 0{,}04185,\ W/cm^3,$$

în care :

R este rezistența ohmică a înfășurărilor la 75°C ;

V_{bob} — volumul bobinei, cm^3 ;

$$\lambda = \frac{\lambda_2 \lambda_3 (\delta_1 + 2\delta_2 + \delta_3)}{2\delta_2 \lambda_3 + \delta_3 \lambda_2} =$$

$$= \frac{0{,}0025 \cdot 0{,}002\,(0{,}007 + 2 \cdot 0{,}0012 + 0{,}0009)}{2 \cdot 0{,}0012 \cdot 0{,}002 + 0{,}0009 \cdot 0{,}0025} =$$

$$= 0{,}0073,\ W/cm°C.$$

Pentru coeficienții de conductibilitate termică s-au păstrat notațiile din figura 5 :

$$\partial_3 = \frac{q}{\alpha_{conv.}} = \frac{RI^2}{S}\,\frac{1}{100} = \frac{36{,}2}{770} \cdot \frac{1}{100} \cdot 10^4 = 4{,}7°C;$$

$$\partial_2 + \partial_3 = 2{,}47 + 4{,}7 = 7{,}17°C.$$

Concluzii

Folia de aluminiu utilizată drept conductor de bobinaj reprezintă o soluție nouă și permite o folosire mai rațională a aluminiului în construcția înfășurărilor. Încercările de încălzire, efectuate pe bobine model, la care s-au utilizat diverse soluții de izolare a spirelor, au clarificat unele probleme privitoare la calculul termic al acestui tip de înfășurare. Relațiile și coeficienții de conductibilitate termică stabiliți pe bobinele model încercate permit un calcul simplu și exact al încălzirii înfășurărilor din folie realizate în bobine lungi, cum este cazul înfășurărilor de joasă tensiune ale transformatoarelor de distribuție. La alegerea coeficienților de conductibilitate termică trebuie să se țină seamă de modul de execuție al bobinei și de calitatea impregnării.

Bibliografie

[1] *Ciubotaru, T.* Tendințe actuale în construcția transformatoarelor de mică putere. În : Electrotehnica, nr. 8, 1966, p. 274—281.

[2] *Goodman, A. E.* Sheet Wound Transformers-Allis Chalmers Experiences. În : Insulation, iulie 1966, p. 24—28.

[3] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen. Berlin — Göttingen — Heidelberg, Springer-Verlag, 1954.

Intrat în redacție la 30.XI.1967

Aparat pentru măsurarea cuplului la micromotoare

Alfred Natrașevschi* — Timișoara

CZ 621.317.381 ; 621.313.1.016.23

Măsurarea cuplului la micromotoare este una dintre problemele cele mai importante ale laboratoarelor fabricilor producătoare de micromotoare și ea apare, de asemenea, frecvent în laboratoarele de cercetare.

După cum se arată în [5], din analiza teoretică și din practica industrială rezultă faptul că metodele recomandate în literatură și utilizate pînă acum pentru măsurarea cuplului la micromotoare, nu sînt corespunzătoare. În [5] se recomandă un aparat de un tip nou, al cărui principiu elimină dezavantajele metodelor existente și a cărui experimentare la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — Timișoara și la fabrica „Electromotor" — Timișoara a dat deplină satisfacție.

Lucrarea de față își propune să prezinte detaliat un asemenea aparat pentru încercarea micromotoarelor în gama de puteri 0,5—200 W.

* Ing. *A. Natrașevschi* este asistent la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — Timișoara.

1. Construcția și funcționarea

Construcția aparatului este reprezentată în figura 1.

Pentru măsurarea cuplului micromotorului *1*, acesta se fixează în bacurile *2* fixate rigid pe șasiu și se cuplează cu frîna *4* prin intermediul arborelui cardanic *3*. Cuplul micromotorului *1*, astfel aplicat la rotorul frînei, se transmite la statorul acestuia prin cuplajul electromagnetic și prin frecarea în lagăre. De la stator, prin cilindrul *5* și bacurile *8*, este aplicat la capătul inferior al firului de torsiune *12*. Cealaltă extremitate a firului de oțel fiind fixată rigid în bacurile superioare *8*, iar prin intermediul traversei *13* și tiranților *14*, în șasiu, extremitatea inferioară va roti cu un unghi proporțional cu cuplul.

Astfel, întregul echipaj mobil format din elementele fixate rigid la statorul frînei se va roti cu acest unghi. Unghiurile de rotație, etalonate în unități de cuplu, se citesc cu aju-

torul indicatorului *7* ataşat echipajului mobil pe scala circulară gradată *6*.

Tronsonul *18* al firului de torsiune, coaxial cu acesta, este blocat între bacurile inferioare şi cilindrul *5* şi are rolul ca împreună cu ghidajul

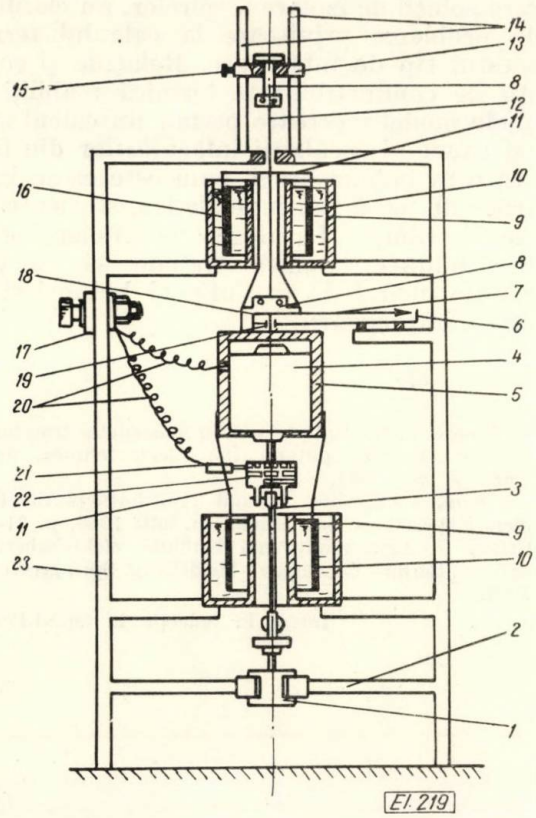


Fig. 1. Principiul de execuţie a aparatului:
1 – micromotor de încercat; *2* – bacuri de fixare; *3* – arbore cardanic; *4* – frînă de curent continuu; *5* – cilindru pentru fixarea frînei; *6* – scală circulară gradată; *7* – indicator; *8* – bacuri inferioare, respectiv superioare de prindere a firului de torsiune; *9* – amortizor armătură fixă; *10* – amortizor armătură mobilă; *11* – piesă de legătură; *12* – fir de torsiune din OL; *13* – traversă de susţinere; *14* – tiranţi de susţinere şi glisare; *15* – şurub de fixare; *16* – baia de ulei; *17* – placa de borne; *18* – tronson fir pentru ghidare; *19* – ghidaj; *20* – fire flexibile de alimentare; *21* – perie; *22* – tambur cu contacte.

19 să asigure indicatorului *7* un centru constant de rotaţie faţă de scala *6*.

Amortizoarele sînt compuse din armăturile fixe *9* fixate în şasiu şi armăturile mobile *10* ataşate prin piesele de legătură *11* la statorul frînei. Ele au rolul de a amortiza vibraţiile transmise de la micromotorul *1* (datorită unor eventuale excentricităţi) la echipajul mobil format din elementele *4*, *5*, *7*, *8*, *10*, *11* şi *18* care este liber suspendat pe firul de torsiune, avînd un singur ghidaj *19* la nivelul scalei. Amortizoarele mai au rolul de a asigura parametrii optimi mişcării de rotaţie a echipajului mobil pentru obţinerea unui timp minim de stabilizare a indicaţiei.

În figura 1 este indicată de asemenea peria *21* şi tamburul cu contacte *22* care servesc la măsurarea turaţiei, conform metodei descrise în [5].

2. Clasa de precizie a aparatului

În figura 2 este reprezentat fluxul de cuplu de la arborele micromotorului pînă la citirea efectuată pe scala aparatului, în cazul unui sistem cu frînă – dinamometru balansor obişnuit.

Se remarcă relaţia:

$$M_m = M_{M1} + M_c + M_{v''} + M_{fr} + M_f + M_e + M_k. \quad (1)$$

Deci eroarea de măsurare este determinată de cuplurile eronante M_c, $M_{v''}$, M_{fr}, M_f, M_e şi de eroarea de citire M_k. Construcţia aparatului în discuţie a fost astfel realizată încît să se reducă la un minim sau chiar să se elimine aceste erori.

a) Cuplul eronant M_c. S-a adoptat cuplajul cardanic din următoarele considerente:

– cuplajul cardanic are o rigiditate foarte mică la încovoiere (în limita frecărilor în lagărele sale), astfel încît el transmite în măsură foarte mică vibraţiile de la arborele micromotorului la echipajul mobil. Suplimentar, cele două amortizoare elimină orice posibilitate de apariţie a vibraţiilor. De asemenea, peste 500 rot/min, efectul giroscopic al maselor în rotaţie devine foarte puternic, contribuind la înlăturarea vibraţiilor;

– arborele cardanic elimină necesitatea montării micromotorului perfect coaxial cu frînă, ceea ce simplifică manipularea aparatului. Pentru a reduce eroarea procentuală introdusă de M_c şi pentru a permite o amplasare bună a amortizorului inferior, s-a asigurat o lungime suficient de mare elementului de cuplare.

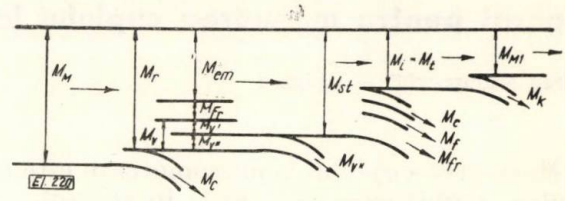


Fig. 2. Fluxul de cuplu în interiorul aparatului:
M_M – cuplul de măsurat la arborele micromotorului; M_r – cuplul rezistent la arborele frînei cu stator balansor; M_c – cuplul corespunzător puterii pierdute în organul de cuplare micromotor-frînă; M_{em} – cuplul electromagnetic între rotorul şi statorul frînei; M_{fr} – cuplul de frecare în lagărele M_v – cuplul de ventilaţie la rotorul frînei: $M_v = M_v' + M_v''$; M_v' – cuplul transmis de aerul ventilat la stator; M_v'' – cuplul netransmis la stator; M_{st} – cuplul aplicat statorului frînei; M_{fr} – cuplul de frecare în sistemul de suspendare al statorului; M_f – cuplul antagonist datorită firelor flexibile de alimentare; M_e – cuplul dat de masele neechilibrate ale statorului; M_t – cuplul antagonist etalonat; M_i – indicaţia instrumentului; M_k – eroarea de citire a indicaţiei; M_{M_1} – valoarea citirii.

Cu notaţiile din figura 3, randamentul cuplajului se scrie:

$$\eta = 1 - f\frac{d}{R}\cdot\frac{2\gamma}{\pi},$$

unde f este coeficientul de frecare în fusuri.

Din această relaţie rezultă M_0, în procente, faţă de M_M. În cazul aparatului realizat s-a obţinut:

$$M_c = 0{,}11\,\%.$$

b) Cuplul eronant $M_{v''}$. Acest cuplu crește repede cu turația, în special dacă frîna este prevăzută cu ventilator. O soluție care face $M_{v''} = 0$ este ecranarea părților în rotație. Elementele de ecranare nu au fost reprezentate în figura 1 pentru a nu o complica. Deci practic se poate considera :

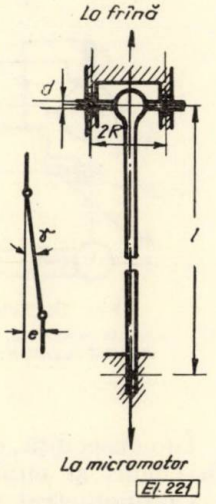


Fig. 3. Sistemul de cuplare micromotor-frînă :
l — lungimea arborelui cardanic ; *d* — diametrul fusurilor ; *e* — execentricitatea arborilor de cuplat ; γ — înclinația arborelui.

$$M_{v''} = 0.$$

c) Cuplul eronant M_{fr}. La dispozitivele actuale folosite la măsurarea cuplurilor, de orice mărime, M_{fr} are ponderea maximă în eroarea măsurărilor, determinînd practic clasa de precizie a acestora. Aceste dispozitive sînt necorespunzătoare tocmai pentru că nu oferă o metodă eficace de micșorare a M_{fr}.

În cazul de față suspendarea se realizează pe firul de torsiune *12*, care furnizează și cuplul antagonist etalonat. Acest tip de suspensie preia în direcție longitudinală efortul de suspendare, iar efortul de măsurare în plan transversal. În consecință proiecția efortului de suspendare pe cel de măsurare este nulă. De asemenea în amortizoare nu apare nici un cuplu de frecare, deoarece ele sînt constituite din armătura mobilă de formă tubulară *10* introdusă în baia de ulei fără să atingă armătura fixă de formă toroidală *9*. În consecință, singura sursă de astfel de erori este ghidajul *19*. Acesta însă nu preia greutatea echipajului mobil și este aplicat la o rază foarte mică (1 mm), astfel încît după cum a rezultat și din încercările experimentale, se poate considera :

$$M_{fr} = 0{,}01\,\%.$$

d) Cuplul eronant M_f. Folosind fire de alimentare subțiri și spiralate, s-a obținut experimental :

$$M_f = 0{,}01\,\%.$$

e) Cuplul eronant M_e. Deoarece rotația echipajului mobil se face în plan orizontal, $M_e = 0$.

f) Eroarea de citire M_k. Aceasta are două componente :

$$M_k = M_k' + M_k'',$$

M_k' fiind eroarea de citire propriu-zisă, compusă din eroarea de paralaxă, eroarea de apreciere a indicației între diviziuni.... etc., iar M_k'' — eroarea datorită nestabilizării indicatorului la indicația finală.

Pentru a reduce M_k' s-a utilizat o scală cu oglindă și s-a dimensionat optim gradația scalei și indicatorul. Astfel s-a obținut $M_k' = 0{,}1$ mm.

Deoarece lungimea scalei a fost aleasă 200 mm, rezultă că procentual $M_k' = 0{,}05\,\%$.

Pentru a reduce M_k'' trebuie cunoscuți parametrii mișcării echipajului mobil. Ecuația mișcării acestuia în rotația spre indicația finală este :

$$J\frac{d^2\varphi}{dt^2} + p\frac{d\varphi}{dt} + K\varphi = M_M, \qquad (2)$$

unde :

φ este deviația unghiulară ;
J — momentul de inerție al maselor în rotație ;
P — constanta de rezistență hidrodinamică în amortizare ;
K — constanta elastică a firului de torsiune.

După stabilizarea deviației la $\varphi_{st} = \text{const.}$, relația (2) devine :

$$K \cdot \varphi_{st} = M_M.$$

Deci φ_{st} măsoară într-adevăr cuplul. Soluțiile ecuației (2) ne dau $\varphi = f(t)$. Conform [1] ele sînt funcție de gradul de amortizare δ :

$$\delta = \frac{P}{2\sqrt{KJ}}.$$

Se disting trei cazuri ca în figura 4. Cazul limită este pentru $\delta = 1$ cînd se obține mișcarea aperiodică cu timpul cel mai scurt de amortizare. Dacă se propune $M_k'' = 0{,}1\,\%$ și se notează cu t_s timpul de stabilizare a indicației după care M_k'' scade sub această valoare, iar cu $T_0 = 2\pi\sqrt{\frac{J}{K}}$, perioada oscilațiilor libere ale echipajului mobil, atunci conform [1] raportul $\frac{t_s}{T_0}$ obține un minim pentru $\delta = 0{,}85$.

În continuare pentru obținerea unui t_s cît mai mic, ceea ce are ca efect scăderea timpului necesar măsurărilor și creșterea calității acestora (micromotoarele asincrone la alunecări mari se încălzesc repede, de unde rezultă erori de măsurare), este necesară micșorarea lui T_0. Aceasta se obține prin realizarea unui echipaj mobil cît mai ușor (scăderea lui J) și

creşterea pe cît posibil a lui K, fără însă a scădea astfel prea mult deviaţia unghiulară φ.

Gradul de amortizare δ se reglează la valoarea dorită, modificînd valoarea lui P prin schimbarea viscozităţii uleiului din amortizoare şi eventual montarea de şicane în acestea. Practic se modifică P pînă cînd mişcarea echipajului mobil ajunge în apropiere de limita dintre mişcarea aperiodică şi periodică.

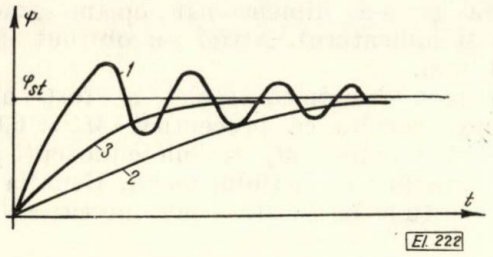


Fig. 4. Variaţia indicaţiei aparatului în timp:
$1 - \varphi = f(t)$ pentru $\delta < 1$; $2 - \varphi = f(t)$ pentru $\delta > 1$; $3 - \varphi = f(t)$ pentru $\delta = 1$.

Astfel, pentru $M_k'' = 0{,}1\%$ s-a obţinut $t_s = 7s$, timp care asigură o bună operativitate măsurărilor. Însumînd acum erorile din relaţia (1) rezultă eroarea relativă totală $\eta_r = 0{,}28\%$. Aşadar aparatul asigură acoperitor clasa de precizie 0,5.

3. Dimensionarea firului de torsiune

Firul de torsiune este constituit dintr-o sîrmă de OL solicitată la torsiune. Dimensionarea sa trebuie astfel făcută încît să lucreze pe porţiunea liniară în domeniul de elasticitate a caracteristicii $M = f(\varphi)$, deoarece aceasta asigură o eroare absolută constantă pe toată scala şi necesitatea etalonării unui singur punct.

Precizînd mărimile: M_{max} — cuplul maxim de măsurat; φ_{max} — deviaţia unghiulară maximă necesară pentru a asigura o lungime convenabilă scalei; τ_a — efortul tangenţial admisibil la solicitare pulsatorie (pentru materialul firului); G — modulul de elasticitate transversală; C — coeficientul de siguranţă ($C \simeq 1{,}2$), se pot determina conform formulelor clasice din rezistenţa materialelor, diametrul d şi lungimea l a firului de torsiune.

Pentru etalonarea firului se poate utiliza relaţia:

$$\varphi = \frac{32l}{\pi d^4 G} M = \frac{1}{K} M.$$

4. Schema electrică şi manipularea aparatului

Schema electrică a aparatului este indicată în figura 5. Aparatul este utilat cu frînă de curent continuu cu excitaţie separată care, conform [6] dă cele mai bune posibilităţi de încercare.

Translatarea curbei cuplului frînei se realizează modificînd tensiunea la indusul frînei prin acţionarea rezistenţei R_i, iar modificarea înclinării prin acţionarea rezistenţei R_e.

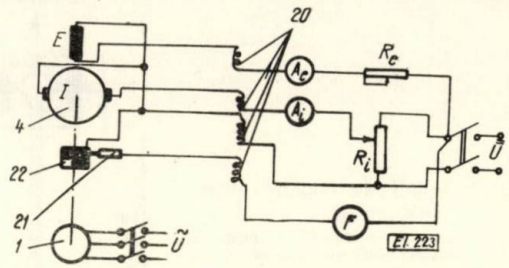


Fig. 5. Schema electrică a aparatului:
R_e — rezistenţa în circuitul de excitaţie al frînei; R_i — potenţiometru pentru circuitul indusului; F — frecvenţometru etalonat în turaţii.

În consecinţă, după prinderea micromotorului în bacuri şi cuplarea sa cu frîna, operaţie ce s-a cronometrat în 45 s, prin simpla deplasare a cursorului rezistenţei R_i, se pot citi la intervale de 10 s puncte de pe curba cuplului micromotorului de încercat.

5. Încercări experimentale

Etalonarea aparatului s-a realizat cu un dispozitiv cu greutăţi, iar prelucrarea datelor etalonării conform [6]. Pentru aceasta s-au ridicat curbele de etalonare $M_i = f(M_e)$ (fig. 6).

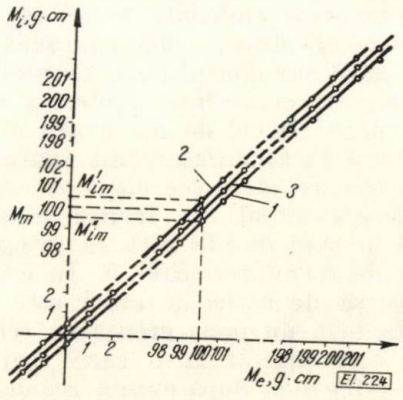


Fig. 6. Curbele de etalonare pe domeniul 200, g·cm:
M_e — cuplul etalon; M_i — indicaţia aparatului; 1, 2 — $M_i = f(M_e)$ în sens crescător, respectiv descrescător; 3 — $M_m = \frac{M'_{im} + M''_{im}}{2} = f(M_e)$.

Eroarea statică absolută este:

$$\delta_{st} = \pm \frac{M'_{im} - M''_{im}}{2} = 0{,}5,$$

iar eroarea relativă :

$$\eta_r = \pm \frac{\delta_{st} \cdot 100}{M_{m\,max}} = 0{,}25\,\%,$$

deci foarte apropiată de valoarea stabilită prin calcul.

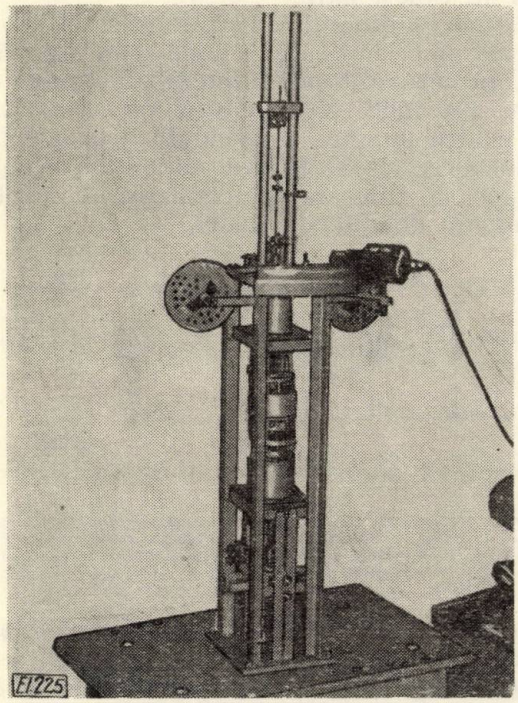


Fig. 7. Prototipul aparatului pentru măsurat cuplul la micromotoare.

Aparatul (fig. 7) este utilizat practic la încercarea unor micromotoare de diferite tipuri (fig. 8) în cadrul I.I.S. „Electromotor" — Timişoara, confirmînd şi în condiţii industriale calităţile preconizate.

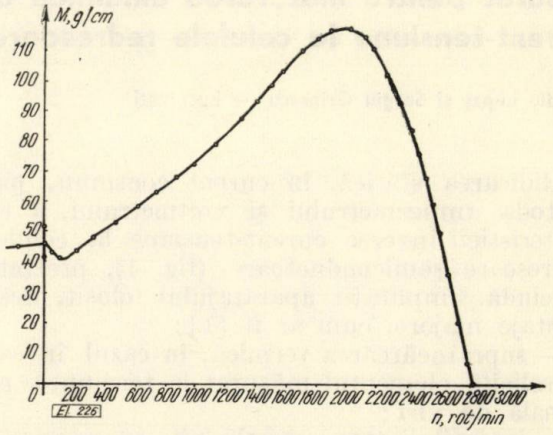


Fig. 8. Curba cuplului micromotorului cu pol ecranat V.M. 3, 4 W, 220 V, fabricaţie „Electromotor", ridicată cu aparatul prezentat şi cu un sistem de măsurare a turaţiei prin frecvenţă.

Bibliografie

[1] *Arutiunov, V. O.* Instrumente şi aparate electrice de măsurat. Calculul şi construcţia (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1952.
[2] *Baida, L. I.* Curs general de măsurări electrice (trad. din l. rusă), Bucureşti, Editura tehnică, 1952.
[3] *Jerve, G. K.* Încercări industriale ale maşinilor electrice (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
[4] *Kaţ, S. M.* Balansirniie dinamometri dlia izmerenia vraşciaiuşciego momenta. Moscova, Gosenergoizdat, 1962.
[5] *Natraşevschi, A., Oprendeck, B.* şi *Pfeiffer, M.* Metode pentru măsurarea puterii utile la micromotoare. În : Electrotehnica, nr. 2, 1968.
[6] *Oprendeck, B.* şi *Natraşevschi, A.* Probleme generale la măsurarea cuplurilor de rotaţie şi a puterilor mecanice la arbore, cu dinamometre pendulare. În : Electrotehnica, nr. 10, 1965.
[7] *Reşetov, D. N.* Organe de maşini (trad. din l. rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1963.
[8] *Tretiakov, M. N.* Ispitanie elctrodvigatelei maloi moşcinosti. Moscova, Gosenergoizdat, 1960.
[9] *Vîlcovici, V.* Mecanica teoretică. Bucureşti, Editura tehnică, 1963.

Intrat în redacţie la 30.XI.1967

Aparat pentru măsurarea dinamică a caracteristicii inverse curent-tensiune la celulele redresoare cu siliciu

Ovidiu Lupaş şi Sergiu Grînescu* — Bucureşti

CZ 621.314.63 ; 621.317.614

Ridicarea statică, în curent continuu, prin metoda ampermetrului şi voltmetrului, a caracteristicii inverse curent-tensiune la celulele redresoare semiconductoare (fig. 1), prezintă, în ciuda simplităţii aparatajului folosit, dezavantaje majore, cum ar fi [1]:

— supraîncărcarea termică, în cazul în care se solicită elementul măsurat la tensiunea nominală de vîrf;

— imposibilitatea vizualizării caracteristicii inverse;

— măsurarea parametrilor electrici la temperaturi diferite, din cauza încălzirii în trepte a joncţiunii, ca urmare a creşterii tensiunii inverse aplicate pentru ridicare punct cu punct a caracteristicii inverse.

Din aceste motive folosirea acestei metode simple este limitată la verificarea capacităţii de blocare a celulelor redresoare. Comportarea în funcţionare a unor celule redresoare de putere semiconductoare nu poate fi cunoscută decît în urma unei măsurări dinamice, în sarcină, măsurare în care celula este supusă alternativ, cu frecvenţa de 50 Hz, trecerii curentului

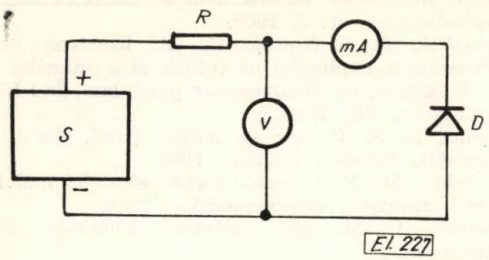


Fig. 1. Circuit de încercare în curent continuu a caracteristicii inverse:

S — sursa de tensiune continuă variabilă; *D* — celulă de încercat; *R* — rezistenţa de limitare; *V*, *mA* — instrumente magnetoelectrice.

direct şi aplicării tensiunii inverse, condiţii echivalente celor din funcţionare. Totuşi, din motive de simplitate şi economie, se foloseşte pe larg metoda ridicării separate a caracteristicii directe şi inverse, solicitînd elementul încercat, fie numai în sensul de trecere, fie numai în cel de blocare a curentului electric.

Aceste încercări dinamice separate trebuie interpretate cu grijă, cunoscîndu-se limitările lor, respectiv interdependenţa între solicitarea directă şi cea inversă la celulele redresoare. Ele sînt recomandabile ca încercări de rutină, datorită simplităţii lor deosebite, permiţînd în multe cazuri prevederea corectă a parametrilor în funcţionare.

Măsurarea dinamică a caracteristicii inverse, folosind un circuit ce dă o undă semisinusoidală, înlătură dezavantajele încercării în curent continuu aşa încît este folosită pe scară largă, atît pentru punerea în evidenţă a unor defecte tehnologice, cît şi pentru cunoaşterea posibilităţilor de blocare şi compararea celulelor redresoare de diferite tipuri.

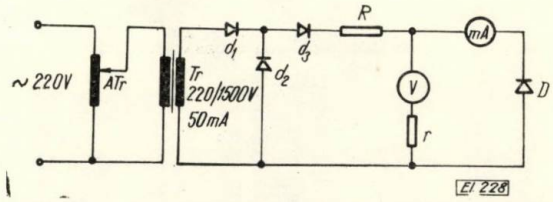


Fig. 2,*a*. Circuit pentru măsurarea dinamică a caracteristicii inverse:

D — celulă redresoare de măsurat; $d_1 - d_3$ — diode de blocare; *mA* — instrument c.c. 0—10 mA; *V* — instrument c.c. 0—100 μA gradat ca să se citească 2 000 $V_{vîrf}$.; *R* — rezistenţa la limitare; *r* — rezistenţa de mare stabilitate a cărei valoare depinde de instrumentul *V*. Aproximativ 20 MΩ.

În toate încercările este bine să se folosească o sursă variabilă de tensiune, care aplică tensiunea începînd de la zero şi revenind la zero, pentru a elimina supratensiunile de comutare. Celula redresoare încercată este legată în opoziţie cu o diodă de blocare, avînd un curent direct nominal nu mult mai mare decît curentul invers maxim al tipului celulei încercate, aşa încît curentul său invers să fie mic faţă de curentul invers al celulei încercate.

Circuitul din figura 2, *a* permite măsurarea valorii medii a tensiunii inverse şi a curentului invers. Diodele $d_1 - d_3$ asigură aplicarea la bornele voltmetrului a unei tensiuni redresate

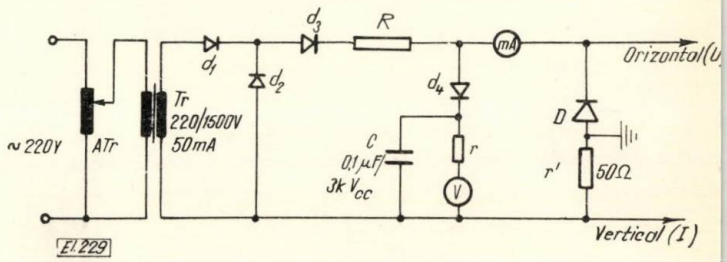


Fig. 2,*b*. Circuit pentru măsurarea dinamică şi oscilografierea caracteristicii inverse:

D — celulă redresoare de măsurat; $d_1 - d_3$ — diode de blocare; d_4 — diodă de curent invers foarte mic; *mA* — instrument c.c. 0—10 mA; *V* — instrument c.c. 0—100 μA gradat ca să se citească 2 000 $V_{vîrf}$.

semisinusoidale, aşa încît prin înmulţirea valorii indicate cu π, se poate determina valoarea de vîrf a tensiunii inverse, unda de tensiune nefiind sensibil deformată.

* Ing. *O. Lupaş* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti şi ing. *S. Grînescu* este cercetător principal la I.C.P.E.

Valoarea de vîrf a curentului invers nu poate fi însă cunoscută, curentul invers nefiind nici măcar aproximativ semisinusoidal, datorită caracteristicii inverse neliniare a diodei măsurate. Dacă se trece de cotul caracteristicii inverse, valoarea de vîrf poate fi mai mare ca cea medie cu un ordin de mărime. Rezistența

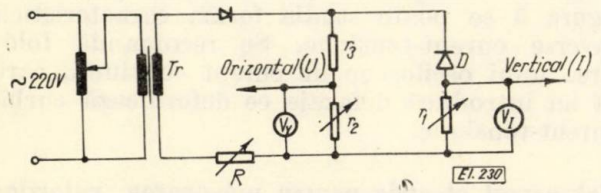


Fig. 3. Inversoscop. Schema de principiu:
D – celulă redresoare de măsurat; V_I, V_U – voltmetre unipolare de vîrf tranzistorizate; R – rezistență de limitare; r_1, r_2 – rezistențe de mare stabilitate

de limitare R trebuie aleasă astfel ca să producă o cădere de tensiune neglijabilă în timpul trecerii curentului invers normal, deoarece caracteristica inversă neliniară a celulei de încercat poate duce la o cădere de tensiune pe R, care să deformeze unda de tensiune semisinusoidală aplicată celulei D.

Circuitul din figura 2, *b* permite măsurarea valorii de vîrf a tensiunii inverse și a valorii medii a curentului invers, ca și vizualitatea caracteristicii inverse curent-tensiune și deci determinarea oscilografică a valorilor de vîrf pentru tensiunea și curentul invers.

Acest circuit este folosit curent la sortarea celulelor redresoare de putere în liniile de producție, oscilograful fiind în prealabil etalonat. Examinarea osciloscopică a celulelor redresoare este necesară pentru punerea în evidență a unor defecte structurale datorită materialelor sau a unor operații tehnologice necorespunzătoare, defecte ce nu pot fi depistate decît oscilografic [2]. Schema unui circuit, care întrunește avantajele vizualizării caracteristicii inverse cu cele ale citirii precise a valorilor de vîrf ale tensiunii și curentului invers chiar la tensiuni alternative aplicate foarte distorsionate, este arătată în figura 3. Acest circuit folosește, pentru măsurarea valorilor de vîrf, voltmetre unipolare de vîrf tranzistorizate, a căror schemă electrică este dată în figura 4 și al căror principiu este analizat în partea a 2-a a lucrării. Voltmetrul de vîrf din figura 4 măsoară 1 $V_{vîrf}$ la cap de scală. Rezistențe adiționale permit fixarea a 3 V și 10 $V_{vîrf}$ la cap de scală.

Aparate bazate pe acest principiu (fig. 5, 6), denumite inversoscoape, au fost realizate la I.C.P.E. în perioada 1961—1964 ca aparate de control și clasificare [3], [4], servind la măsurarea valorilor de vîrf și la vizualizarea caracteristicii inverse curent-tensiune a diodelor redresoare de putere cu siliciu Si8—Si100, în lipsa curentului de sarcină prin celula măsurată. Cu mici modificări această schemă a fost folosită și în instalația de măsurare dinamică în sarcină a celulelor.

Diodei D măsurate i se aplică o tensiune inversă semisinusoidală reglabilă, măturînd curba curent-tensiune de la zero la valoarea de vîrf fixată și desfășurînd pe osciloscop curba obținută. Tensiunea semisinusoidală este dată de autotransformatorul AT, transformatorul Tr și dioda d, iar valoarea sa de vîrf poate fi variată între 0 și 2 000 V. Rezistența R limitează valoarea curentului invers în caz de străpungere a diodei măsurate, iar rezistențele r_1 și r_2 permit schimbarea scărilor de măsură a voltmetrelor V_I și V_U ce indică valorile de vîrf ale curentului și tensiunii inverse aplicate diodei. Valorile rezistențelor divizorului de tensiune și de curent au fost astfel calculate ca

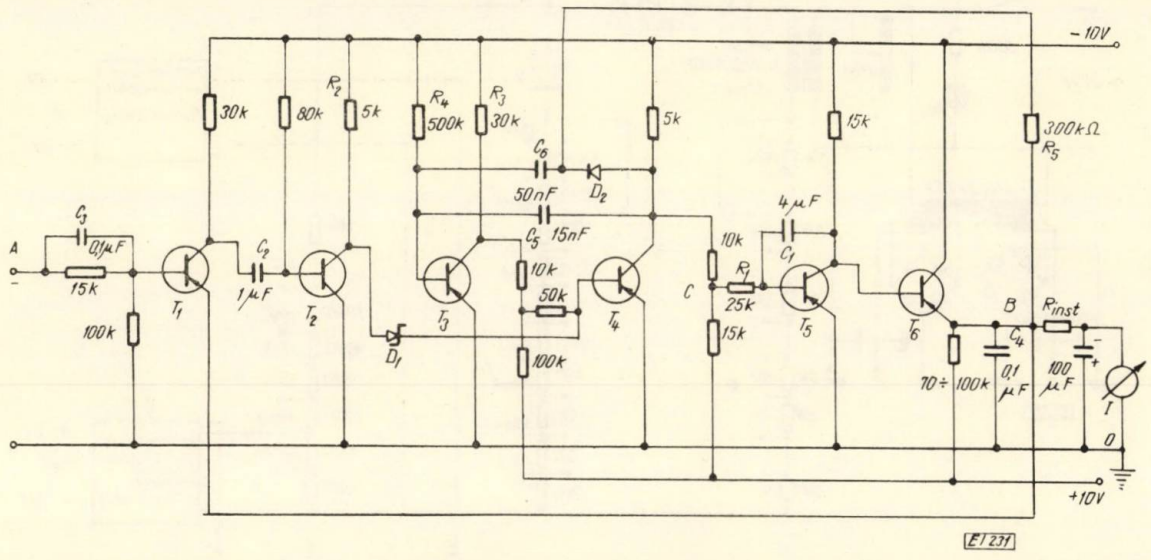


Fig. 4. Schema electrică a voltmetrului unipolar de vîrf:
$T_1 \ldots T_6$ – transistori EFT 322; D_1 – diodă Zener DZ 308; D_2 – diodă de siliciu DR 301; $R_{instr} \simeq 8$ kΩ se reglează după instrument; I – instrument magnetoelectric 100 μA și aproximativ 800 Ω rezistență.

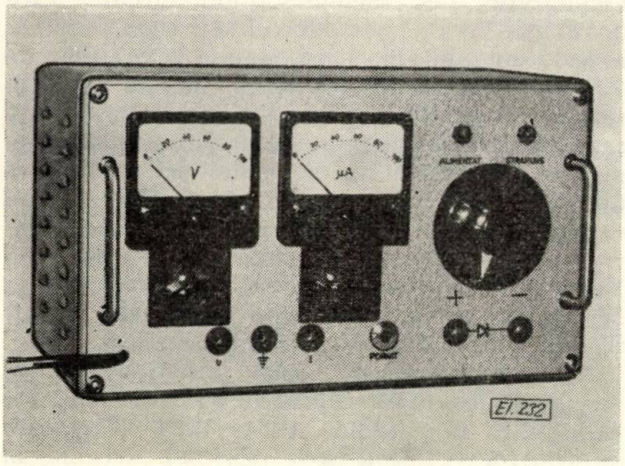


Fig. 5. Inversoscopul. Aparat pentru măsurarea caracteristicii inverse a celulelor redresoare semiconductoare.

împreună cu voltmetrele de vîrf, care au o rezistenţă de intrare de 100 kΩ, să rezulte valorile dorite la cap de scală a instrumentelor indicatoare. Elementele r_1, r_2 şi r_3 au fost realizate cu rezistenţe bobinate.

Astfel pentru instrumentul V_v care indică valoarea de vîrf a tensiunii inverse, se pot obţine, prin varierea rezistenţei r_2, valorile de 50, 100, 200, 500, 1 000 şi 2 000 V la cap de scală. De asemenea, prin varierea rezistenţei r_1 pentru instrumentul V_I, care indică valoarea de vîrf a curentului invers al diodei D, se pot fixa la cap de scală valorile de 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 20; 50 şi 100 mA. Simultan cu modificarea rezistenţei r_1, comutatorul instrumentului de curent V_I produce modificarea rezistenţei de limitare R şi scurtcircuitarea rezistenţelor de precizie, astfel ca să se poată asigura protecţia instrumentelor şi rezistenţelor bobinate la străpungerea celulei redresoare încercate, pe toate scările de curent.

Scările de tensiune şi cele de curent pot fi fixate independent unele de celelalte.

Pe osciloscopul ataşat inversoscopului din figura 5 se poate studia forma caracteristicii inverse curent-tensiune. Se recomandă folosirea unui osciloscop de curent continuu, care să nu introducă defazaje ce deformează curba curent-tensiune.

Voltmetrul electric pentru măsurarea valorilor de vîrf

Voltmetrele de vîrf obişnuite sînt circuite de măsură în care semnalul de intrare a cărui înălţime maximă, indiferent de forma sa trebuie măsurată, acţionează în mod direct asupra instrumentului indicator. Astfel lucrează voltmetrele cu diodă în clasa C pentru detecţia de anvelopă, voltmetrele cu triodă şi detecţie de grilă, voltmetrele cu retragere. Ele sînt destul de insensibile, sînt influenţate mult de forma şi frecvenţa semnalului de intrare, prezentînd erori mari la impulsuri de scurtă durată şi frecvenţă mică.

Voltmetrul de vîrf expus în cele ce urmează este conceput ca un circuit de reglaj automat, în care mărimea de ieşire nu rezultă direct din cea de intrare, ci există independent de aceasta, valoarea ei fiind comandată de eroarea rezultată din comparaţia celor două mărimi, într-un circuit de comparaţie. Schema-bloc a acestui voltmetru este indicată în figura 7.

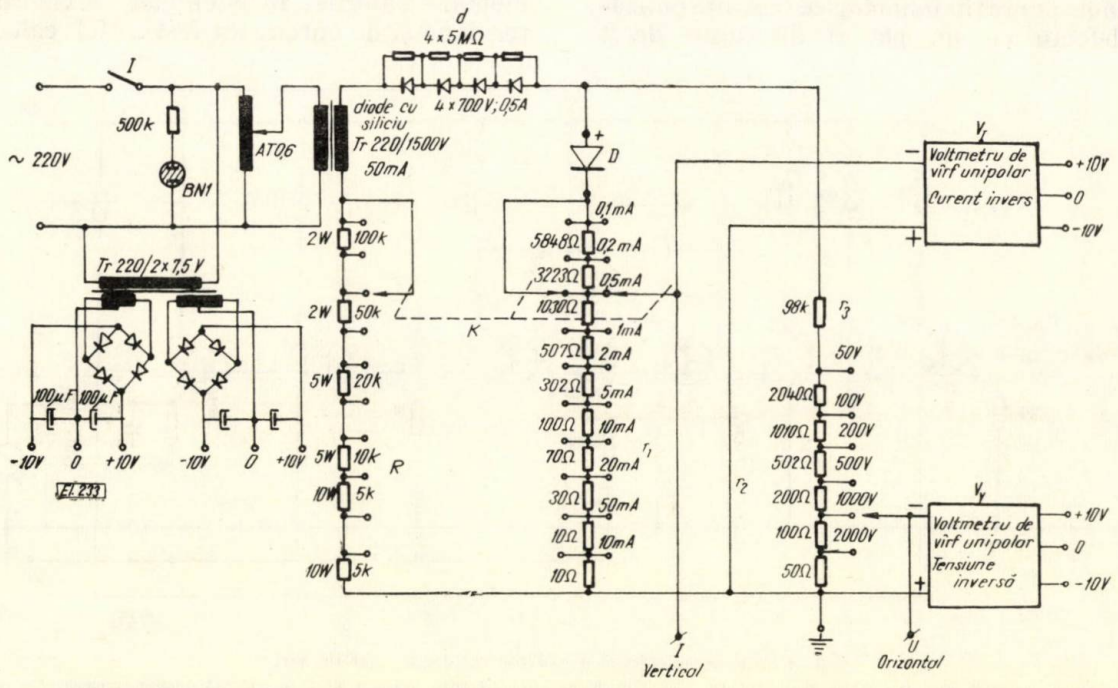


Fig. 6. Schema electrică a inversoscopului.

Semnalul de intrare i de la borna A şi cel de ieşire e de la borna B sînt comparate într-un circuit de comparaţie D, eroarea ε rezultată acţionînd un multivibrator monostabil care, la rîndul său, prin intermediul unui circuit integrator de constantă R_1C_1, produce mărimea continuă de ieşire e măsurabilă cu un voltmetru de curent continuu. Această schemă este sensibilă şi prezintă erori mici chiar pentru impulsuri cu factor de umplere mic, prin factor de umplere înţelegîndu-se raportul între durata impulsului şi durata perioadei sale de repetiţie. Voltmetrul este realizat cu transistori, schema sa electrică fiind cea din figura 4.

Circuitul de comparaţie D este realizat cu transistorul T_1 care are aplicată în emiter tensiunea de ieşire din punctul B, iar în bază, tensiunea de intrare din punctul A. Transistorul, datorită tensiunii de ieşire din emiterul său este normal blocat. Semnalul de intrare, cu polaritatea minus la borna A şi plus la masă, poate duce la deblocarea transistorului T_1, dacă are o amplitudine mai mare ca tensiunea de ieşire. Comanda se efectuează de către transistorul T_2, normal în stare de conducţie la saturaţie, prin intermediul condensatorului C_2, astfel încît la deblocarea transistorului T_1 se blochează transistorul T_2.

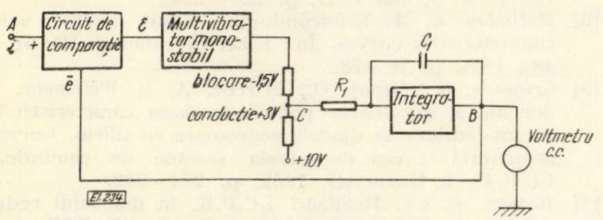


Fig. 7. Schema-bloc a voltmetrului de vîrf.

Transistorul T_2 comandă acţiunea unui multivibrator monostabil realizat cu transistoarele T_3 şi T_4, în care T_3 este normal în conducţie şi T_4, normal blocat. Comanda se efectuează la blocarea transistorului T_2, cu ajutorul unei diode Zener D_1 de 8 V, care transmite această comandă în baza transistorului T_4 al multivibratorului monostabil. Rezistenţa R_2 trebuie aleasă astfel încît la blocarea transistorului T_2 să limiteze curentul prin dioda Zener D_1 la valori admisibile. Multivibratorul o dată acţionat, transistorul T_2 poate reveni în stare de conducţie fără a mai influenţa funcţionarea multivibratorului monostabil. Acest tip de acţionare a multivibratorului asigură unele avantaje faţă de comanda prin condensator în baza transistorului T_3, mai nesigură şi prezentînd dificultăţi în funcţionare.

Multivibratorul monostabil comandă un circuit integrator realizat cu transistorul T_5 avînd constanta de timp de integrare R_1C_1. Cît timp multivibratorul este neacţionat, transistorul T_4 este blocat, punctul C se află faţă de masă la potenţialul de $-1{,}5$ V şi transistorul T_5 este în conducţie la saturaţie. Atunci cînd multivibratorul basculează, T_4 intră în conducţie, punctul C capătă potenţialul $+3$ V faţă de masă şi transistorul T_5 se blochează. Circuitul de integrare va da la ieşire o tensiune care depinde de durata de basculare şi de numărul de acţionări repetate ale multivibratorului monostabil. Tensiunea de ieşire este luată

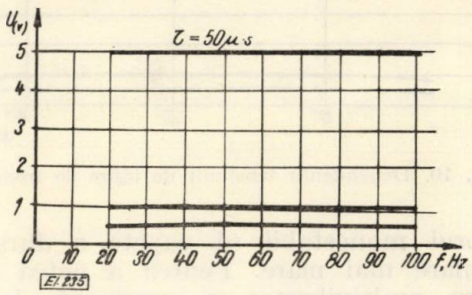


Fig. 8. Dependenţa tensiunii de ieşire de frecvenţe de repetiţie a impulsurilor.

de pe acest integrator prin intermediul unui transistor T_6 repetor pe emiter şi este măsurată cu un instrument de curent continuu.

Funcţionarea schemei este următoarea: semnalul de intrare comandă, prin intermediul circuitului de comparaţie, multivibratorul monostabil, care, la rîndul său, acţionează asupra sistemului integrator atît timp cît tensiunea de ieşire este mai mică decît valoarea de vîrf a semnalului de intrare, indiferent de forma sa. Dacă această valoare este depăşită, circuitul de comparaţie se blochează, multivibratorul monostabil nu mai este acţionat şi circuitul integrator se descarcă pînă la o valoarea inferioară tensiunii de vîrf a semnalului de intrare cînd reapare semnalul de comandă. În acest mod valoarea mărimii de ieşire oscilează lent în jurul valorii de vîrf a semnalului de intrare cu o precizie foarte bună. Condensatoarele C_3 şi C_4 au rolul de a îmbunătăţi performanţele voltmetrului în domeniul impulsurilor de scurtă

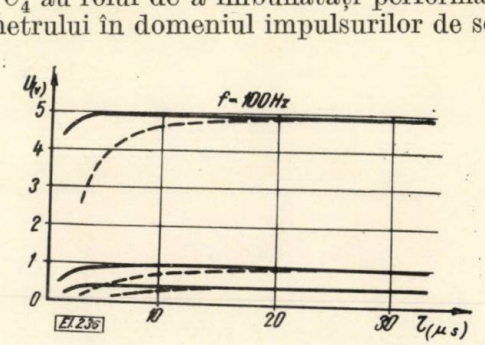


Fig. 9. Dependenţa tensiunii de ieşire de durata impulsului.

durată, mărind viteza de comutaţie a transistorului T_1 al circuitului de comparaţie. Pentru o îmbunătăţire a performanţelor se poate folosi pentru T_1 un transistor de comutaţie.

Pentru ca mărimea de ieşire să oscileze în jurul valorii de vîrf a mărimii de intrare cu

maximă precizie este necesar ca integratorul să integreze tensiuni mici la valori mici ale semnalului de intrare, deci ca multivibratorul monostabil să aibă o durată mică de basculare, iar la valori mari ale semnalului de intrare să integreze tensiuni mai mari, deci ca multivibratorul monostabil să capete o durată de basculare mai mare. Pentru a putea realiza pentru multivibrator o constantă de timp variabilă, în afară de constanta de basculare normală a multivibratorului dată de condensatorul C_5 şi rezistenţa R_4, se introduce un circuit auxiliar format din condensatorul C_6, dioda D_2, şi rezistenţa R_5 care creează o constantă de timp suplimentară variabilă.

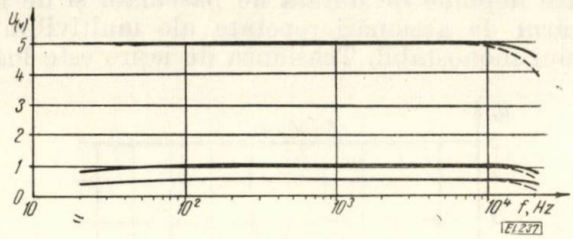


Fig. 10. Dependenţa tensiunii de ieşire de frecvenţă.

Condensatorul C_5 se încarcă la tensiunea de pe T_4 normal blocat, dînd durată de basculare iniţială a multivibratorului monostabil. Condensatorul C_6 se încarcă la tensiunea de ieşire din punctul B prin intermediul rezistenţei R_5, dioda D_2 fiind blocată. Drept D_3 se foloseşte o diodă cu siliciu cu rezistenţa mare de blocare, iar rezistenţa R_5 se ia suficient de mare pentru a separa circuitul de ieşire a multivibratorului monostabil. La acţiunea multivibratorului, condensatorul C_5 începe să se descarce pe rezistenţa R_4, iar cînd tensiunea pe acest condensator scade sub valoarea tensiunii pe condensatorul C_6, dioda D_2 intră în stare de conducţie şi condensatoarele C_5 şi C_6 apar în paralel, mărind durata de basculare a monostabilului. În acest mod voltmetrul de vîrf acţionează cu precizie la orice valoare a semnalului de intrare.

Performanţele voltmetrului de vîrf se pot urmări în figurile 8—10. Figura 8 reprezintă dependenţa tensiunii de ieşire de frecvenţa de repetiţie a impulsurilor pentru o durată a impulsului de 50 μs, iar figura 9 reprezintă dependenţa tensiunii de ieşire de durata impulsului la o frecvenţă de repetiţie de 100 Hz. Figura 10 reprezintă, pentru un semnal sinusoidal, tensiunea de ieşire funcţie de frecvenţă. Pe figurile 9 şi 10 s-au trasat în linii punctate aceleaşi curbe pentru voltmetrul de vîrf realizat fără condesatoarele C_3 şi C_4.

Bibliografie

[1] *Walker, A. H. R.* şi *Martin H. G.* Dynamic methods of testing semiconductor rectifier elements and power diodes. În: Electronic Eng. **29**, nr. 4, apr 1967, p. 150—157 şi nr. 5, mai 1967, p. 220—224.

[2] *Holladay, E. A.* Semiconductor failure analysis using characteristics curves. În: Electrotechnology **68**, nr. 8, aug 1961, p. 76—78.

[3] *Grînescu, S., Lupaş, O., Mircea, A.* şi *Weissman, E.* Scheme şi dispozitive pentru trasarea caracteristicilor curent-tensiune la diodele redresoare cu siliciu. Lucrare prezentată la cea de-a treia sesiune de comunicări I.C.E.T., 1, Bucureşti, 1962, p. 274—282.

[4] *Roman, P.* ş.a. Realizări I.C.P.E. în domeniul redresoarelor cu siliciu. În: Electrotehnica **15**, 1967, nr. 5, p. 157—166.

[5] *Robert, P. Mac Kenzie.* Novel design peak voltmeter. În: Electronics **33**, nr. 25, iunie 1960, p. 57.

Intrat în redacţie la 12.I.1968

Criterii de calitate privind turnarea coliviilor de aluminiu pentru motoarele asincrone în scurtcircuit

Alexandru Cota, Georgeta Crihană şi Cornel Chivăran* — Bucureşti

CZ 621.313.333.1 ; 621.315.43

Introducere

Turnarea cu aluminiu a coliviilor motoarelor asincrone în scurtcircuit este în prezent un procedeu foarte răspîndit, datorită avantajelor tehnico-economice substanţiale obţinute în comparaţie cu coliviile executate din bare de cupru. Astfel, pentru acelaşi rotor executat în cele două variante, cu cupru sau cu aluminiu, raportul de greutăţi între consumurile specifice de cupru şi aluminiu este de 2—2,5, iar raportul de preţuri, între cele două metale, este de 2,35, ceea ce înseamnă că în varianta din aluminiu numai la consumul de metal colivia este mai ieftină cu 4,70—5,87 ori în comparaţie cu execuţia acesteia din cupru. Manopera de fabricaţie este de asemenea mai mică de aproximativ 5—10 ori, datorită procedeelor de lucru ale operaţiilor de turnare a aluminiului care pot fi mecanizate şi în parte automatizate.

În condiţiile ţării noastre folosirea aluminiului, în etapa actuală, a devenit şi mai avantajoasă datorită cantităţilor suficiente de aluminiu de calitate superioară pe care le poate livra Uzina de aluminiu de la Slatina.

Procedee de turnare

Turnarea aluminiului în pachetele de tole rotor se poate face în trei moduri : sub presiune, centrifugal şi static. În toate cazurile se folosesc forme metalice (cochile) de turnare. Criteriile de alegere a unuia din aceste trei procedee de turnare sînt determinate în mod obişnuit de dimensiunile rotorului, mărimea seriei de fabricaţie şi de posibilităţile locale de execuţie.

Cercetări experimentale recente, efectuate la Uzina de maşini electrice — Bucureşti, au dovedit că între cele trei procedee de turnare apar diferenţe între caracteristicile calitative ale motoarelor electrice obţinute, aşa încît o alegere corectă între cele trei procedee trebuie să ţină seamă şi de efectele calitative rezultate care atîrnă greu în balanţa complexului de avantaje tehnico-economice.

Din cele trei procedee, turnarea statică trebuie de la început exclusă ca fiind neeconomică tehnologic şi calitativ inferioară.

Ea este justificată pentru rotoare cu dimensiuni mari la serii de fabricaţie foarte mici, eventual unicate şi atunci cînd o scădere a randamentului cu cîteva procente nu are importanţă prea mare.

Turnarea sub presiune a coliviilor se aplică în mod curent la rotoare ale maşinilor cu puteri pînă la aproximativ 75—100 kW, folosindu-se maşini de turnare cu cameră rece, în scopul limitării îmbogăţirii în fier a metalului turnat. Procedeul este determinat, în ultimă instanţă, de capacitatea de turnare a maşinilor de turnare sub presiune.

În [1] se arată că în prezent pot fi turnate sub presiune colivii ale rotoarelor care depăşesc diametrul de 763 mm, folosind pentru aceasta maşini de turnare sub presiune executate în mod special pentru aceste dimensiuni.

Turnarea sub presiune [3] se foloseşte adesea pentru colivii ale căror greutăţi nu depăşesc 17 kg masă de metal lichid injectat, ceea ce corespunde la motoare din gabaritul 280, avînd puteri pînă la 100 kW. Metoda de turnare sub presiune este indicată pentru serii mari de fabricaţie, putîndu-se obţine o productivitate de 400—500 rotoare pe schimb, de dimensiuni mici.

Turnarea centrifugală poate fi aplicată la rotoare cu dimensiuni cuprinse în aceeaşi plajă şi mai mari, practic pînă la puteri de 200 kW şi la serii mici şi mijlocii de fabricaţie.

Este interesant de remarcat faptul că în urma cercetărilor experimentale efectuate s-a stabilit că metoda de turnare a colivii scurtcircuitate, influenţează direct asupra caracteristicilor de funcţionare ale motoarelor, şi anume asupra randamentului, factorului de putere, alunecării etc.

O primă constatare este că greutatea specifică a colivii scurtcircuitate turnată sub presiune se obţine cu circa 8% mai mică decît aceea turnată static sau centrifugal.

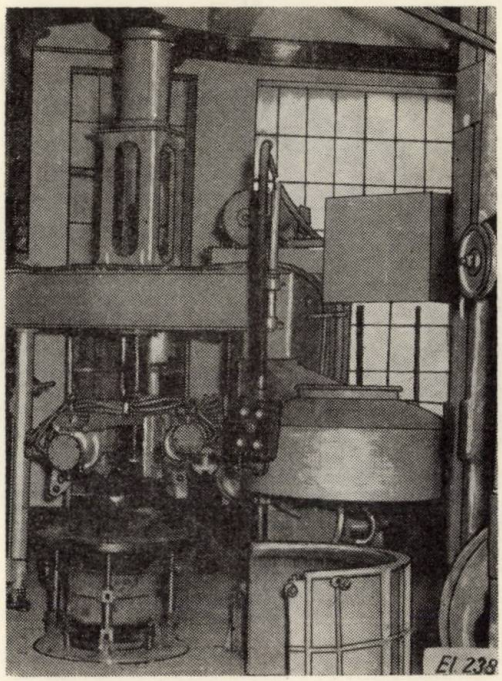


Fig. 1. Instalaţia de turnare centrifugală a coliviilor de rotoare, proiectată şi executată la U.M.E.B.

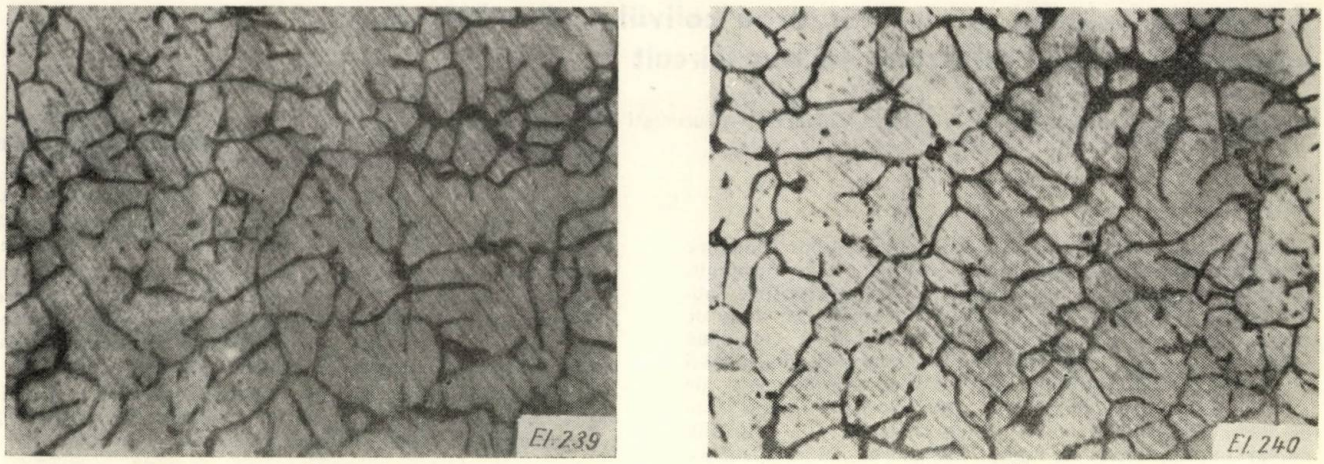
Micşorarea greutăţii specifice poate fi explicată prin starea poroasă a metalului rezultat în urma turnării sub presiune. Porozitatea apare din cauza pulverizării metalului, care se produce ca urmare a vitezelor mari de turnare sub presiune.

Porozitatea şi structura cu granulaţie fină a metalului turnat sub presiune, cît şi probabilitatea injectării în colivie a unor impurităţi conţinute în metalul topit duce la o creştere a rezistenţei electrice cu circa 13% în comparaţie cu turnarea centrifugală, ceea ce are drept consecinţă o creştere corespunzătoare a pierderilor şi prin urmare reducerea randamentului motoarelor [2]. Această constatare practică duce la concluzia că alegerea turnării centrifugale trebuie să primeze atunci cînd se cere obţinerea unor parametrii energetici superiori ai motoarelor electrice fabricate.

În acest scop la Uzina de maşini electrice — Bucureşti a fost proiectată şi realizată o instalaţie complexă de turnare centrifugală cu acţionare electropneumatică (fig. 1), care a permis efectuarea experimentărilor şi obţinerea rezultatelor comparative între cele trei metode de turnare a coliviilor de aluminiu [4].

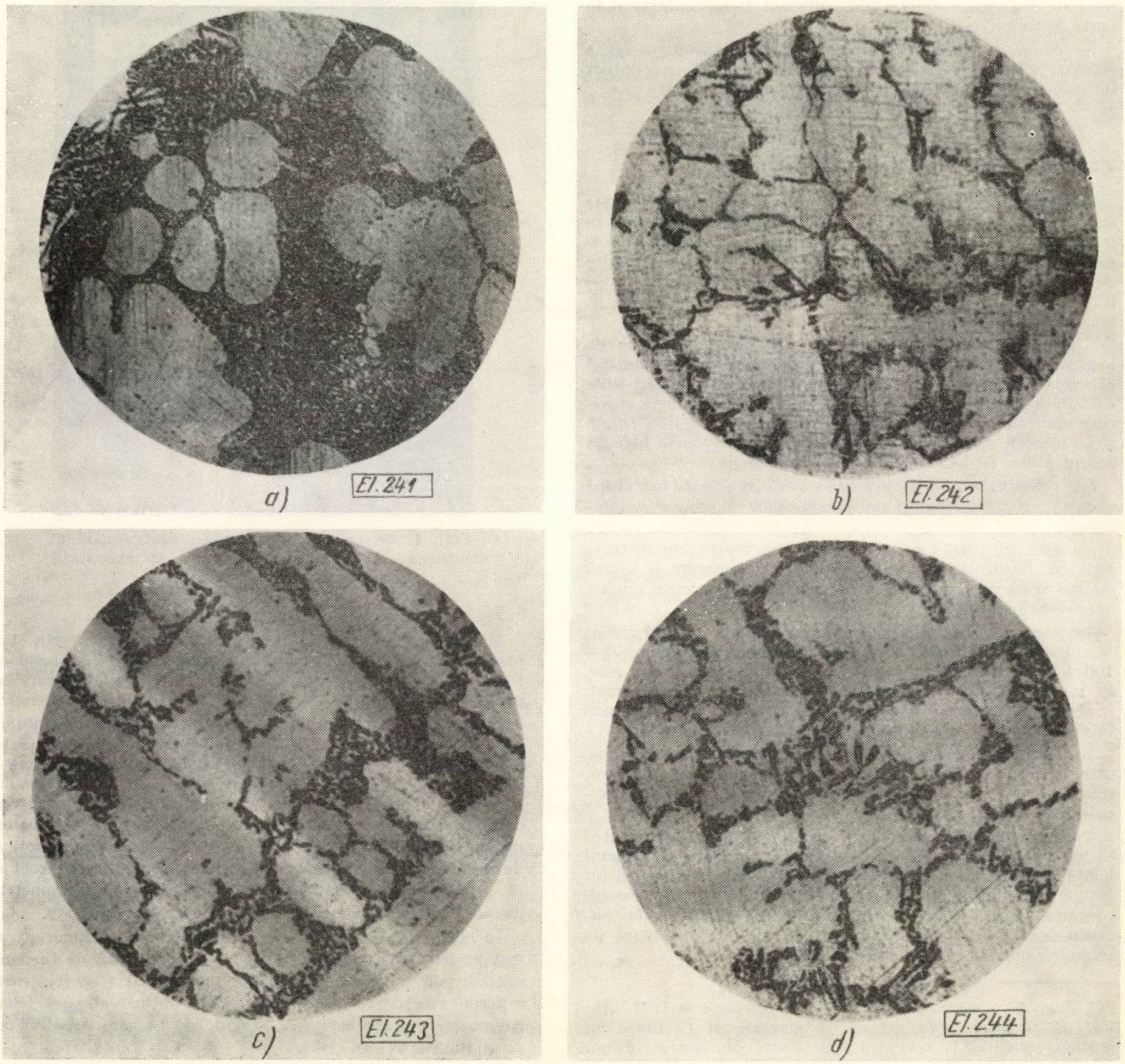
---

* Ing. *Al. Cota* este şeful biroului tehnologic la U.M.E.B., ing. *G. Crihană*, şefa grupei metalurgice şi *C. Chivăran*, inginer principal la serviciul laboratoare din aceeaşi uzină.



a) b)

Fig. 2. Structura cristalină a barelor de aluminiu turnate centrifugal:
a – la mijlocul barei; *b* – la capătul barei.



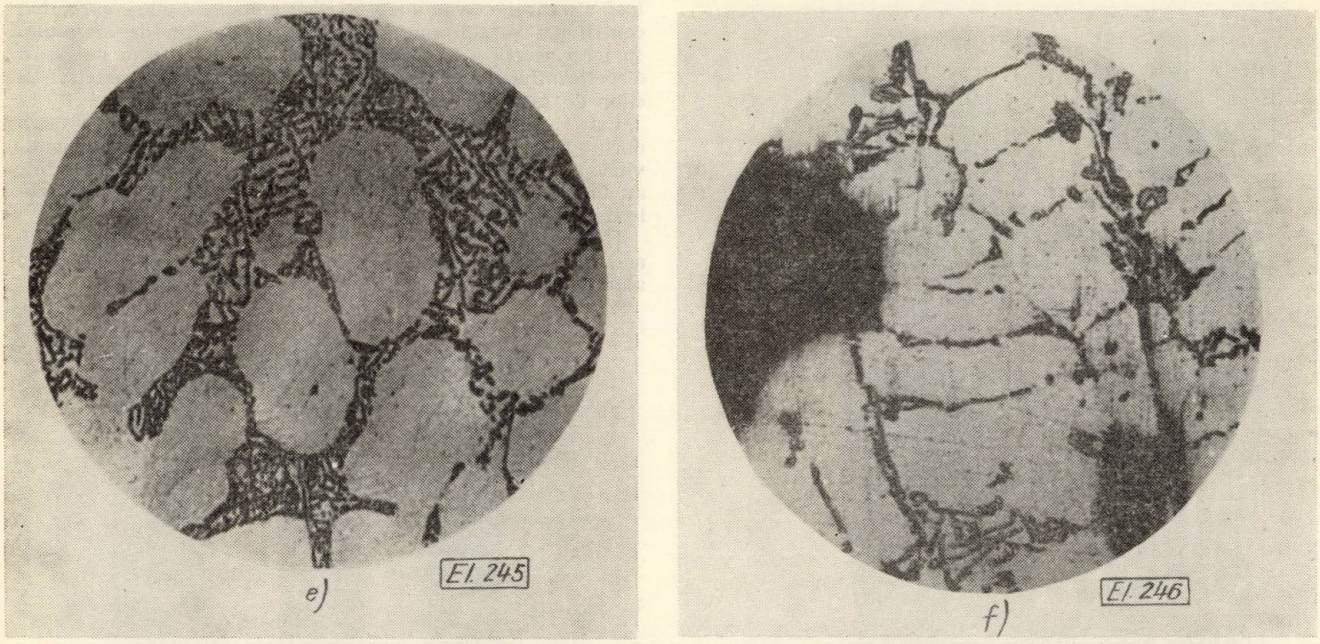


Fig. 3. Șlifurile metalografice ale diferitelor secțiuni din coloana de alimentare la turnarea centrifugală: *a* – la exterior; *b*, *c*, *d*, *e* – înspre centrul culeei; *f* – în centrul culeei.

Cercetări experimentale efectuate

Coliviile de aluminiu se toarnă din aluminiu electrotehnic pur, 99,5—99,9% Al, avînd conținutul de siliciu redus, de aproximativ 0,2%.

Turnarea centrifugală oferă posibilitatea stimulării alimentării cu metal lichid în timpul turnării prin mărimea culeei. Datorită temperaturii de turnare ridicate, 700—750°C, în comparație cu turnarea sub presiune, cît și prin faptul că rotorul în momentul turnării este încălzit la o temperatură de 450—500°C, cristalizarea metalului se desfășoară normal, neforțat și uniform prin precipitări intercristaline a fazei aluminiu-siliciu. În figura 2,*a*,*b*, se poate vedea structura cristalină a barelor de aluminiu turnat centrifugal, la mijloc și, respectiv, la capăt.

Este interesant de observat succesiunea dezvoltării cristalelor de aluminiu, în culeea de alimentare, fenomen care nu se petrece identic la turnarea sub presiune. Astfel șlifurile metalografice executate în secțiuni ale culeei de alimentare dinspre exterior (fig. 3,*a*) către interior (fig. 3,*f*), ne arată influența gradientului local de temperatură asupra creșterii cristalului în timpul solidificării, cum și modul de repartizare a fazei Al-Si (grăunțele fine) între cristale de aluminiu. Figura 3,*f* reprezintă centrul culeei în zona de retasură, unde sînt concentrate impuritățile separate de metalul topit, fapt care confirmă posibilitatea evacuării în cazul turnării centrifugale a acestor impurități, incluziuni nemetalice, cum și a unei părți de gaze, la partea superioară a maselotei.

În cazul turnării sub presiune, temperatura de turnare poate fi redusă cu aproximativ 60—80°C, în comparație cu turnarea centrifugală, datorită faptului că metalul este injectat în crestături cu presiune mare, peste 200 kgf/cm². În momentul introducerii aluminiului topit în camera de presiune, acesta are de acum centre de cristalizare formate, avînd o distribuție neuniformă. Datorită presiunii mari metalul este expulzat puternic în cavitatea formei metalice, producîndu-se solidificarea mult mai rapid în comparație cu turnarea centrifugală. Acest fapt împiedică cristalele să se dezvolte și să se uniformizeze în distribuția intercristalină a fazei Al-Si, în timpul solidificării. Figurile 4,*a* și *b*

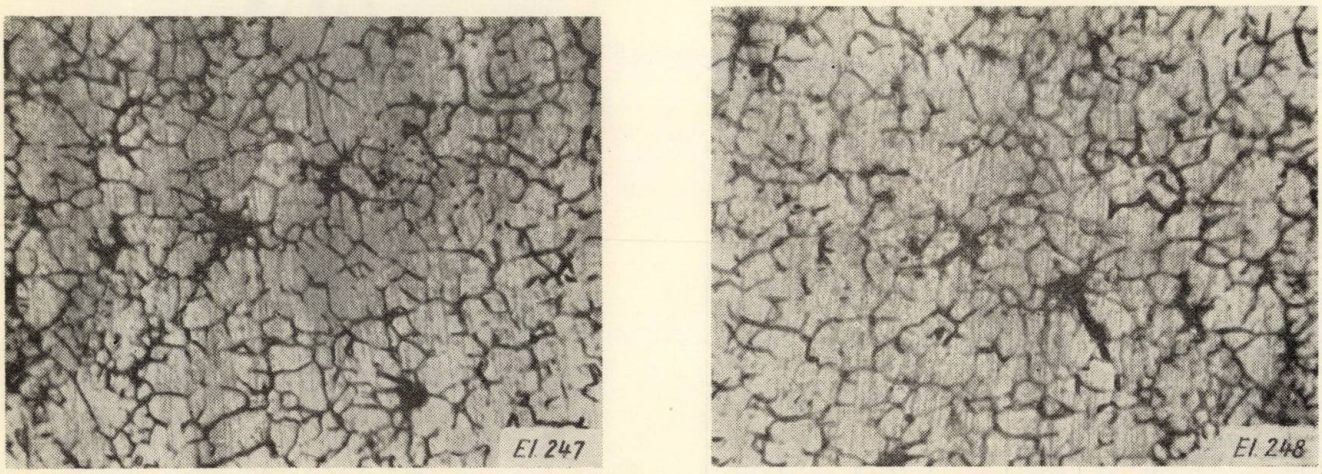


Fig. 4. Structura cristalină a barelor de aluminiu turnat sub presiune: *a* – la mijlocul barei; *b* – la capătul barei.

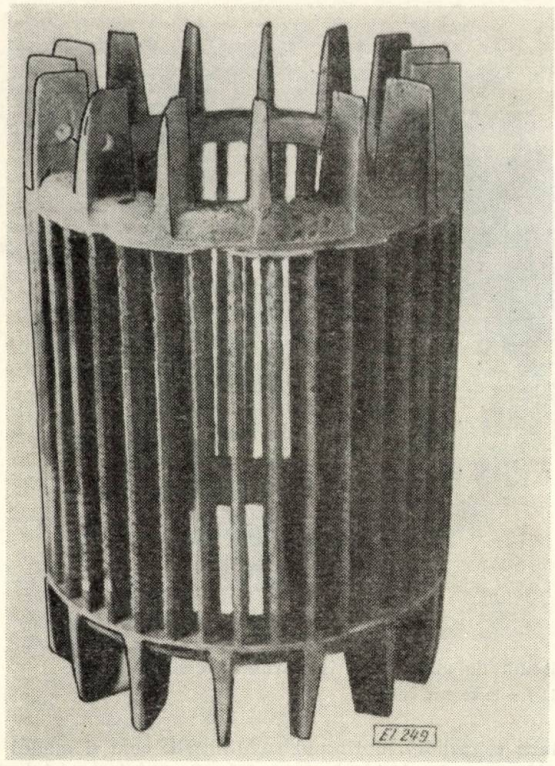


Fig. 5. Colivia de aluminiu obţinută dintr-un pachet rotor prin dizolvarea în acizi a tolelor de tablă silicioasă.

care reprezintă structura cristalină a barelor de aluminiu turnat sub presiune ne permite să constatăm forma turtită a cristalelor, datorită presării lor, cît şi golurile (petele negre) existente între ele, datorită aerului remanent din camera de presare introdus şi înglobat în mod inevitabil în structura metalului în timpul presării. Aceste goluri duc de fapt la o greutate specifică mai mică în comparaţie cu procedeul de turnare centrifugală şi înrăutăţesc caracteristicile de funcţionare ale motoarelor.

Desfăşurarea experienţelor

Măsurările comparative au fost efectuate la unul şi acelaşi motor asincron în scurtcircuit de 40 kW la 1 500 rot/min, de tip ASI, care a fost echipat succesiv cu rotoare identice, însă ale căror colivii au fost turnate în cele două variante: centrifugal şi sub presiune din acelaşi aliaj de aluminiu. În felul acesta a fost posibil să se determine prin măsurări directe influenţa procedeului de turnare asupra caracteristicilor de funcţionare ale motorului.

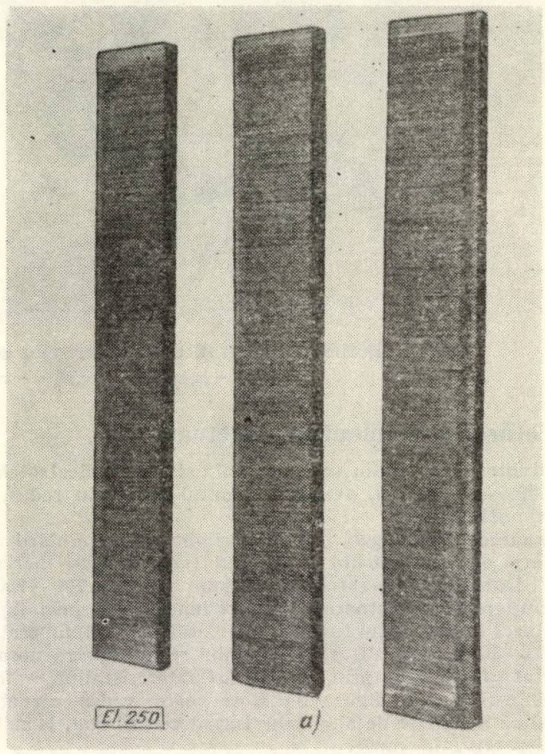
Este interesant de menţionat că în scopul satisfacerii dorinţei de a se examina atît vizual, cît şi cu aparate coliviile turnate prin cele două procedee, pachetele de tole au fost introduse în butoaie cu acizi în scopul obţinerii colivii separată de pachetul de tole.

După o perioadă îndelungată de timp, de cîteva luni, acizii au atacat tabla silicioasă, rămînînd numai colivia de aluminiu curată, aşa cum se poate vedea în figura 5.

Tabela 1

Caracteristicile electrice ale unui motor asincron în scurtcircuit de 40 kW—1 500 rot/min, echipat succesiv cu rotoare turnate sub presiune şi centrifugal

Caracteristica	Unitatea de măsură	Rotoare turnate sub presiune			Rotoare turnate centrifugal	
		numărul încercării			numărul încercării	
		1	2	3	1	2
Pierderi în fier	W	844	865	908	820	690
Alunecare	%	2,98	3	2,85	2,78	2,65
Încălzire	°C	77,5	78	81,5	73,5	77
Randament	%	90,5	90,4	90,3	90,8	91



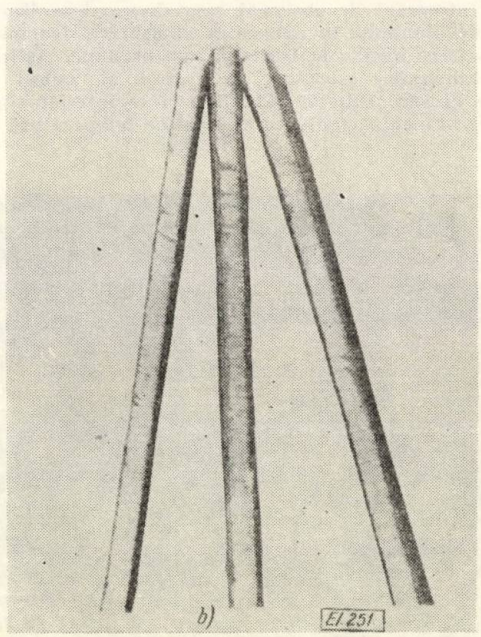


Fig. 6. Bare rotorice decupate din colivia de aluminiu: *a* — văzute lateral; *b* — văzute frontal.

După ce coliviile au fost examinate s-a procedat la decuparea fiecărei bare, la lungime riguros constantă, pentru a li se face măsurările comparative.

Măsurînd rezistența ohmică a celor 38 de bare ale aceleași colivii s-a constatat că rezistența ohmică a barelor colivii turnate sub presiune a fost mai mare în raport cu barele coliviei turnate centrifugal cu aproximativ 13%.

Rezultatele măsurării caracteristicilor motorului de 40 kW — 1 500 rot/min, echipat succesiv cu cele două colivii, sînt date în tabela 1.

Concluzii

1. Din examinarea rezultatelor măsurărilor date în tabela 1, rezultă că turnarea centrifugală prezintă avantaj prin faptul că se obțin pierderi mai mici, respectiv alunecare mai mică, randament sporit și încălzire redusă, în comparație cu turnarea sub presiune.

2. Turnarea centrifugală este un procedeu care trebuie preferat în special la gabarite mari.

3. Prototipurile și mașinile electrice destinate studiilor trebuie să comporte rotoare cu colivii turnate centrifugal.

Bibliografie

[1] *Barton, H. K.* Turnarea sub presiune și alte operații folosite pentru fabricarea rotoarelor și statoarelor de mașini electrice. În: Machinery **103**, nr. 2 654, 25 sept 1963.

[2] *Carahnean, I. N.* ș.a. Influența metodei de turnare și izolație a colivii scurtcircuitate de la miezul rotorului, asupra indicilor motoarelor asincrone. În: Electrotehnika, nr. 1, 1964.

[3] *Ilie, D.* Turnarea sub presiune a aliajelor neferoase. București, Editura tehnică, 1966.

[4] * * * Brevet de invenție a instalației de turnare centrifugală. Dosar 51507/1966.

Intrat în redacție la 7.II.1968

RECENZII

CZ 621.313.322.016.33

Alternatoare de mare putere în regim tranzitoriu (Les grands alternateurs en régime transitoire). În: Rev. Gén. de l'Élect., tom **76**, nr. 12, 1967, p. 1 433—1 467.

În cuprinsul a patru materiale se discută o serie de probleme legate de regimul tranzitoriu care apare în alternatoarele de mare putere. Titlul articolelor și principalele probleme tratate se referă la următoarele:

1. *Ph. Barret.* Determinarea parametrilor mașinilor sincrone prin metoda de analiză frecvențională (Détermination des paramètres des machines synchrones par la méthode d'analyse fréquentielle), p. 1 433—1 446.

Se studiază regimurile tranzitorii ale mașinilor sincrone cu ajutorul unui sistem de ecuații obținut prin transformarea celor două axe. Se arată premisele de calcul și se formulează relațiile care permit abordarea problemelor. Mașinile sînt caracterizate prin două inductanțe operaționale care nu au expresii simple ca în cazul unei mașini electrice cu circuit nesaturat. În cazul mașinilor cu rotor masiv, cînd se urmărește luarea în considerare a saturației, analiza frecvențională permite obținerea unor date complete prin experimentul ce se face cu inductanțele operaționale — pentru rezolvarea problemelor care apar în cazul regimului tranzitoriu.

2. *G. Darrieus.* Contribuții la studiul comportării alternatoarelor cu rotor masiv în regim tranzitoriu sau regim asincron (Contribution à l'étude du comportement des alternateurs à rotor massif en régime transitoire ou asynchrone), p. 1 447—1 454.

Studiul experimental privind comportarea alternatoarelor în regim de scurtcircuit implică luarea în considerare a neliniarității caracteristicilor mașinilor electrice. Se scriu ecuațiile de funcționare a mașinilor și se arată modul de determinare a curenților de scurtcircuit pe cale grafică.

3. *J. Odin.* Observarea continuă a unghiului de decalaj intern al unei mașini sincrone. Aplicații diverse (Observation continue de l'angle de décalage interne d'une machine synchrone. Applications diverses), p. 1 455—1 461.

Prin intermediul diferitelor aparate puse la punct de autor s-a studiat regimul tranzitoriu al unei mașini sincrone cuplate la rețea. Prin mijloace relativ simple s-a măsurat unghiul de decalaj intern pentru corectarea curentului de excitație al mașinii. Astfel — cu aparatajul folosit — se poate studia influența parametrilor de corecție asupra comportării statice și dinamice a mașinilor electrice. Această metodă pentru reglajul excitației permite mașinii să suporte modificări brusce ale sarcinii și astfel să se reducă timpul regimului perturbator. Se arată experimentările făcute și rezultatele obținute prin noul procedeu.

4. *J. C. Bray.* Aplicarea metodei de ortogonalitate la determinarea frecvențelor proprii pentru flexiunea liniilor de arbori ale unui grup turboalternator cu ajutorul unui calculator numeric (Application de la méthode de l'orthogonalisation au problème de la détermination des fréquences propres de flexion de la ligne d'arbres d'un groupe turboalternateur au moyen d'une calculatrice numérique), p. 1 462—1 470.

Metoda clasică de cercetare a frecvențelor proprii privind flexiunea comportă unele dificultăți de aplicare pentru o linie de arbori cu mai multe rotoare. Această dificultate decurge din proporționalitatea care se stabilește în procesul de integrare dintre două integrale particulare necesare rezolvării problemei. Metoda de ortogonalitate permite găsirea a două integrale particulare care nu prezintă aceste caracteristici defavorabile. Se indică bazele matematice a noului procedeu și se arată modul de aplicare la determinarea frecvențelor proprii a flexiunii și a deformărilor corespunzătoare. Exemplificările se fac pe un grup turbogenerator de 600 MW.

Cele patru materiale se încheie cu o discuție asupra bazelor matematice și fizice a problemelor tratate, arătîndu-se analitic și grafic unele particularități care permit dezvoltarea problemelor în discuție.

A. Carabulea

CZ 621.318.22

S. CEDIGHIAN, **Materiale magnetice.** București, Editura tehnică, 1967, 271 pag.

În ultimele decenii materialele magnetice au înregistrat progrese spectaculoase, corelate adesea cu aprofundarea cunoștințelor teoretice. A fost astfel posibilă explicarea unor importante fenomene, descoperirea unor noi materiale și îmbunătățirea celor cunoscute. De aceste progrese au beneficiat numeroase domenii ale tehnicii moderne. Lipsa unei lucrări, în limba română, în care să se prezinte sistematic și unitar caracteristicile și posibilitățile de utilizare ale materialelor magnetice era puternic resimțită, așa încît cartea „Materiale magnetice" este de un real folos inginerilor și tehnicienilor ce lucrează în industria electrotehnică.

În prima parte a lucrării se trec sumar în revistă aspecte generale ale fenomenelor magnetice, expunîndu-se noțiuni de bază din teoria feromagnetismului: magnetismul atomic, cîmpul molecular, magnetizarea spontană, anizotropiile magnetice, domenii magnetice și pereți Bloch. Se prezintă teoria proceselor de magnetizare prin deplasarea pereților Bloch și prin magnetizare rațională, ciclul de histerezis și curba de magnetizare. Extinderea mică a acestui capitol

(30 pag.), diversitatea noţiunilor introduse şi dificultatea corelării proprietăţilor macroscopice de mărimile microscopice, fac ca această parte a lucrării să fie de puţin folos celor ce nu cunosc teoria feromagnetismului.

În capitolele 2 şi 3, care constituie partea centrală a lucrării, se prezintă materialele magnetice dure şi moi. În capitolul 2 se clasifică aliajele pentru magneţi permanenţi şi se prezintă magneţii din Alni-Alnico sinterizaţi, magneţii din pulbere de bismut-mangan, cei din ferită da bariu şi ferită de stronţiu, magneţii din pulbere de fier şi pulbere de fier-cobalt. În capitolul 3 se face clasificarea materialelor magnetice moi şi se prezintă apoi fierul, aliajele fier-siliciu, tablă silicioasă texturată, aliajele fier-siliciu sinterizate, cele de nichel-fier, aliajele cu permeabilitate mare, materialele cu ciclu de histerezis dreptunghiular, aliajele cu inducţie de saturaţie mare, aliajele termocompensatoare, cele manetostrictive, precum şi materialele feroase şi neferoase. Prezentările sînt însoţite de numeroase tabele şi grafice cu denumirile comerciale, compoziţiile şi parametrii diverselor materiale, aşa încît aceste capitole sînt foarte folositoare inginerilor şi cercetătorilor din industria electrotehnică. Experienţa bogată a autorului în acest domeniu face ca expunerea să fie continuu însoţită de preţioase indicaţii privind factorii tehnologici ce influenţează proprietăţile materialelor magnetice, precum şi rolul pe care-l pot juca prelucrările mecanice şi tratamentele termice în modificarea calităţii magnetice. Se prezintă de asemenea perspectivele diverselor materiale magnetice, deosebindu-se materialele ale căror proprietăţi magnetice au ajuns la un prag de cele care sînt încă susceptibile de îmbunătăţiri importante. Capitolul 4 prezintă magnetizarea şi demagnetizarea magneţilor permanenţi, trecîndu-se în revistă metodele şi instalaţiile folosite. Se studiază efectul temperaturii, cîmpurilor, radiaţiilor, solicitărilor mecanice şi schimbărilor de structură asupra stabilităţii magneţilor, precum şi metodele de stabilizare a lor.

În ultimele trei capitole se prezintă domeniile de folosire a magneţilor permanenţi, a materialelor magnetice moi şi a aliajelor termocompensatoare. În timp ce domeniile de utilizare ale magneţilor permanenţi sînt enumerate oarecum complet, domeniile de folosire ale materialelor magnetice moi, cărora li se afectează un spaţiu extrem de redus (10 pag.), sînt parcurse superficial, expunerea limitîndu-se la a da unele indicaţii asupra parametrilor ce trebuiesc urmăriţi la alegerea unui material pentru o aplicaţie dată.

În lucrare nu sînt tratate problemele privind calculul circuitelor magnetice, măsurările şi nici problemele referitoare la ferite. Aceste probleme fac obiectul altor lucrări publicate recent de Editura tehnică.

O. Lupaş

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.045

Scheffold, E. **Răşini pentru impregnarea prin picurare a maşinilor electrice** (Träufelharze im Elektromaschinenbau). În: Elektrische Machinen **46**, nr. 3, 1967, p. 77—80, 16 ref. bibl.

Mijloacele clasice de impregnare ale maşinilor electrice (de mică putere) prezintă o serie de dezavantaje: proces tehnologic complicat cu faze îndelungate (uscarea prealabilă, impregnare, scurgerea lacului, polimerizarea).

Folosirea răşinilor sintetice termorigide, în special poliesterice şi epoxidice, elimină solvenţii şi prin aceasta se simplifică radical tehnologia impregnării. Se prezintă tipuri de răşini termorigide folosite în prezent net superioare lacurilor folosite în metodele clasice. Se consideră cu cele mai bune rezultate răşinile epoxidice. Principalele calităţi sînt: stabilitatea la acţiunea solvenţilor, agenţilor chimici şi a apei; contracţie foarte redusă; caracteristici mecanice ridicate; adezivitate foarte bună; rezistenţa la agenţi climatici şi, de asemenea, caracteristici dielectrice net superioare lacurilor termoplastice.

Se prezintă o instalaţie automatizată pentru întregul proces tehnologic de impregnare cu o productivitate ridicată.

A.B.

CZ 621.313; 621.315.6

Schmidt, D. **Imbătrînirea izolaţiei maşinilor electrice de înaltă tensiune sub acţiunea vibraţiei** (Die Alterung von Hochspannungsisolierungen elektrischer Maschinen infolge mechanischer Schwingungen). În: Elektrie **21**, nr. 5, 1967, p. 177—180, 6 fig., 2 tab., 8 ref. bibl.

Se prezintă rezultatele încercărilor la vibraţie la trei tipuri de scheme de izolaţie folosite la maşinile electrice de înaltă tensiune: 1) micafolii impregnate cu şelac; 2) bandă de mică impregnată (compoundată) cu răşini oleo-bituminoase; 3) hîrtie de mică pe suport de ţesătură de sticlă impregnată cu răşini sintetice termorigide. Încercările se efectuează pe machete cu izolaţii, corespunzînd tensiunii nominale 6 kV. Fiecare machetă este supusă la $4 \cdot 10^6$ cicluri de vibraţii corespunzînd la circa 4 000 porniri ale maşinii. După efectuarea acestor încercări s-au putut obţine date cu privire la influenţa vibraţiilor asupra rigidităţii dielectrice a sistemului respectiv de izolaţie.

De asemenea, caracteristicile mecanice ale izolaţiei au putut fi studiate, observîndu-se superioritatea schemei de izolaţie cu răşini termorigide.

A.B.

CZ 621.313.04

Haase, A., Rulker, E., Schäfer, W. **Novomicaband 200 — izolaţie pe bază de răşini sintetice pentru maşini electrice de înaltă tensiune** (Novomikaband R 200 — Kunstharzisolierung für Hochspannungsmaschinen). În: Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 137—140, 6 fig., 8 ref. bibl.

Fiind cunoscute deficienţele schemelor clasice de izolaţie termoplastice, folosind răşini oleo-bituminoase, se prezintă caracteristicile izolaţiei termorigide, cu hîrtie de mică impregnată în răşini sintetice termorigide.

Materialul electroizolant realizat în R.D.G. cu denumirea „Novomicaband R-200" este superior benzii de mică impregnate cu răşini oleo-bituminoase.

Rigiditatea dielectrică a noului material este mai mare şi mai ales stabilitatea în timp şi la temperaturi ridicate.

La acţiunea agenţilor climatici şi în special a umidităţii noul material îşi păstrează caracteristicile sale dielectrice şi în orice caz se observă înrăutăţiri mult mai reduse decît la banda clasică.

Variaţia pierderilor dielectrice (tg δ), atît în funcţie de temperatură, cît şi de tensiune prezintă curbe mai aplatisate la noul material. Se prezintă domeniile de folosire ale acestui nou material.

A.B.

CZ 621.314 *Transformatoare*

CZ 621.314.12; 537.311.62

Solé, J. **Transformator supraconductor alimentînd în curent continuu un circuit supraconductor nedisipativ** (Transformateur supraconducteur alimentant en courant continu un circuit supraconducteur non dissipatif). În: Rev. Gén. de l'Élect., tom **76**, nr. 12, 1967, p. 1 489—1 496, 3 fig., 11 ref. bibl.

Se stabilesc ecuaţiile de funcţionare ale transformatorului cu înfăşurări supraconductoare care alimentează în curent continuu un circuit supraconductor nedisipativ.

Analiza funcţionării posibile în curent continuu sau uşor variabile ridică o serie de probleme legate de miezul magnetic

Studiul întreprins duce la concluzii care pot părea surprinzătoare, şi anume: eliminarea miezului magnetic şi folosirea unui primar supraconductor. Un exemplu privind realizarea unui astfel de transformator se dă cu titlu de experienţă. Totodată se indică perspectivele de dezvoltare.

Aanalize făcute asupra posibilităţilor de funcţionare a unor asemenea aparate este însoţită de o serie de scheme de principiu şi diagrame de variaţie a curentului din primarul şi secundarul transformatorului supraconductor fără miez magnetic. Se scriu relaţiile ce definesc inductanţele proprii şi mutuale, cît şi celelalte mărimi care intervin la experimentarea noului tip de transformator supraconductor.

A.C.

CZ 621.314.22.08

Wall Auer, G. **Măsurarea descărcărilor parţiale în transformatoarele de măsură** (Teilentladungsprüfung an Meswandlern). În: Siemens-Zeitschrift **41**, nr. 11, 1967, p. 867—870, 4 fig., 7 ref. bibl.

Transformatoarele de măsură de curent şi tensiune — în construcţiile moderne — sînt înglobate în răşini sintetice termorigide, în special epoxidice, renunţîndu-se în general la izolaţia clasică cu ulei mineral şi cu curea metalică.

Pentru această izolaţie studiul ionizării, respectiv al descărcărilor parţiale, are o deosebită importanţă, verificînd gradienţii de potenţial de lucru.

Se prezintă instalaţia folosită de firma Siemens-Schuckert pentru aceste încercări. Ţinînd seamă că prescripţiile VDE din 1966 prevăd măsurarea descărcărilor parţiale la transformatoarele de măsură, schema instalaţiei prevede detectarea fenomenelor de ionizare cu o mare precizie. Fotografiile cabinei de lucru şi a panoului de comandă întregesc ilustraţiile lucrării.

A.B.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Conductoare şi izolatoare*

CZ 621.315.2

Occhini, E. ş. a. **Caracteristicile dielectrice ale izolaţiei de tip hîrtie-ulei folosite în construcţia cablurilor de înaltă tensiune, lucrînd în curent continuu** (Electrical characteristics of oil — impregnated paper as insulation for HV de cables). În: I.E.E.E. Trans. Power App. and Syst. **86**, nr. 3, 1967, p. 312—322, 25 fig., 2 tab., 14 ref. bibl.

În construcţia echipamentului electric de foarte înaltă tensiune, izolaţia de tip hîrtie-ulei este încă folosită şi de aceea se studiază în vederea stabilirii gradienţilor de potenţial (E) optimi. Această problemă se pune la cabluri, condensatoare de impuls de tensiune, transformatoare speciale şi izolatoare tip condensator.

Se începe cu determinarea variaţiei curentului de conductibilitate la hîrtii cu densităţi între 0,7 şi 1 g/cm^3 impregnate în polisobutilen şi uleiuri minerale. Această determinare se face la temperaturi între 20 şi 100^{0}C şi la gradienţi de potenţial pînă la 100 kV/mm. Curbele variaţiei curentului de conductibilitate sînt date în funcţie de temperatură pentru E: 34, 68 şi 100 kV/mm.

Se prezintă repartiţia valorilor cîmpului electric la epruvete de cablu cu lungimea 40 m şi cu grosimea izolaţiei 11,2 mm. Această repartiţie măsurată cu sonde introduse în izolaţie se compară cu calculele şi se constată concordanţa valorilor.

Pe baza acestor măsurări se verifică gradienţii de potenţial de lucru folosiţi în construcţia cablurilor de înaltă tensiune. Se propun dispozitive de ecranare pentru uniformizarea repartiţiei cîmpului electric în interiorul izolaţiei.

Discuţiile la această lucrare, prezentată în p. 322—326, se referă în special la concluziile autorilor.

A.B.

CZ 621.315.2

Oudin, J. M. ş. a. **Proiectarea şi perfecţionarea cablurilor de curent continuu** (Design and development of dc cables). În: I.E.E.E. Transactions Power Apparatus and Systems **86**, nr. 3, 1967, p. 304—310, 6 fig., 9 ref. bibl.

Autorii prezintă experienţa firmei „Les Cables de Lyon" şi a studiilor efectuate la Electricité de France în domeniul cablurilor de curent continuu proiectate pentru tensiuni foarte înalte.

Se consideră că prima problemă ce trebuie rezolvată la calculul acestor cabluri este repartizarea cîmpului electric în interiorul izolaţiei. Această repartizare se studiază în funcţie de variaţia rezistenţei izolaţiei, care depinde de temperatură şi de gradienţii de potenţial. În acelaşi timp se studiază gradienţii de străpungere E_{str} la diferitele tipuri de cabluri. La cablurile cu ulei sub presiune, E_{str} = = 120 kV/mm; la cele impregnate cu uleiuri minerale dar fără presiune, E_{str} = 95 kV/mm, iar la cablurile cu izolaţie din polietilen, E_{str} are o dispersie mai mare, respectiv 55—120 kV/mm. Se prezintă metodica de calcul a gradienţilor de străpungere.

În lucrare se prezintă diferite tipuri de cabluri submarine. Pentru aceste cabluri cu lungimea pînă la 50 km se recomandă izolaţia din hîrtie impregnată cu materiale sintetice fluide. E_{str} a acestui tip de cablu este de circa 130 kV/mm. Discuţiile, prezentate în p. 310—311, se referă la cablurile submarine şi, în special, a valorilor gradienţilor de potenţial de străpungere.

A.B.

CZ 621.315.211.4.027.822

Lücking, H. W. **Cabluri sub presiune pentru 220 kV** (Druckkabel für 220 kV). În: ETZ-B, nr. 22, noiembrie 1967, p. 633—637, 2 tab., 6 grafice, 1 fig.

După experienţa de peste 35 ani cîştigată în exploatarea cablurilor sub presiune pentru 110 kV s-a trecut la construirea cablurilor de 220 kV. Primul cablu subteran pentru 220 kV sub presiune cu ulei a fost construit la Paris în 1936 şi apoi în 1952, în Germania. Primele cabluri în tub de oţel au fost pozate în 1954 la Paris şi apoi în 1955, la Harrison Dam ca prim cablu de 230 kV în S.U.A. În ambele cazuri, între tubul de oţel şi mantaua de izolaţie era introdus ulei la presiunea de 15 at. Tot în 1955 s-a pozat la Paris un cablu de 2,2 km, 225 kV sub presiune, la care uleiul era înlocuit cu azot de 15 at. În prima tabelă se indică lungimile acestei categorii de cablu pozate în diferitele ţări pînă în 1966. În a doua tabelă sînt arătate, pentru diferite ţări, materialele de protecţie pentru cablurile cu ulei sau gaze. Urmează descrierea în amănunt a celor două categorii de cablu fabricate în R.F.G.: cablul, la care gazul sub presiune acţionează pe izolaţie prin intermediul unei mantale de plumb arămit sau de polietilenă şi cablul, la care gazul sub presiune vine în atingere directă cu izolaţia.

Două grafice reprezintă, unul variaţia factorului de pierderi în funcţie de tensiune, iar cel de-al doilea, o încercare de străpungere. Este discutată apoi stabilitatea termică a acestor cabluri, ilustrîndu-se această problemă printr-un grafic (factorul de pierderi în funcţie de temperatură). Un alt grafic prezintă variaţia temperaturii conductorului şi a tubului de oţel pînă la străpungere.

Articolul se încheie cu descrierea unei experienţe, în care se produc pe cale artificială goluri în dielectricul cablului, arătîndu-se efectul azotului la presiunea de 15 at asupra eventualităţii de producere a acestor goluri.

Gh. C.

CZ 621.315.552; 661.2

Humphrey, L. E., Addis, G. I. şi Hess, R. C. **Tragerea conductoarelor din sodiu izolat** (Drawing of Insulated Sodium Conductor). În: I.E.E.E. Trans. on Power App. and Systems **86**, nr. 7, 1967, p. 900—906, 23 fig., 2 tab.

Autorii prezintă procesul de fabricare a conductoarelor de sodiu izolate, avînd secţiuni reduse şi proprietăţi mecanice ridicate.

Dacă la conductoarele de sodiu pentru circuitele de forță (secțiune mare) există dezavantajul unei rezistențe reduse la tracțiune, în comparație cu cele din cupru sau aluminiu, la conductoarele subțiri (pentru circuite de comandă sau control) acest dezavantaj dispare.

Procesul de fabricare folosit de autori constă în trei etape.

În prima etapă este produs un cablu de dimensiuni mai mari prin injectare de sodiu topit în cămașă izolantă (de polietilenă), chiar în momentul turnării acesteia. Celelalte două faze constau în trefilarea și recoacerea conductorului.

Trefilarea are ca scop aducerea conductorului la dimensiunile dorite și îmbunătățirea calităților învelișului izolant.

Se ajunge astfel ca rezistența la tracțiune să devină comparabilă cu cea a conductoarelor obișnuite. În lucrare sînt prezentate diagrame cu variația proprietăților mecanice (rezistența la tracțiune, alungirea, modulul de elasticitate) în funcție de diferiți parametri ai procesului de trefilare și diferite calități de izolanți. Se consideră că viteze de ordinul a 3 000 m/min pot fi atinse în procesul de trefilare.

Recoacerea este necesară pentru a reduce tensiunile interne și contractarea care apare în procesul de răcire. A fost dezvoltată o mașină de recoacere cu o viteză de lucru de 2 400 m/min (110°C, 2 s). În urma recoacerii, construcția a fost redusă la numai 2%.

Asupra conductorului trefilat s-au mai făcut măsurări de rezistență mecanică și electrică la diferite temperaturi, impermeabilitatea învelișului izolant la vapori de apă, probe de flexibilitate etc.

Se mai arată că pentru acest tip de conductor nu pot fi folosite clemele de la cablurile de sodiu de forță, în schimb, față de acestea, pericolele sodiului sînt foarte reduse.

Tabela de mai jos dă cîteva dimensiuni și proprietăți pentru conductoarele subțiri de sodiu.

Material	Diametrul conductorului, mm	Grosimea izolației, mm	Diametrul exterior, mm	Forța de rupere la tracțiune, kgf
Cupru neizolat	0,457	—	0,457	4,66
Cupru neizolat	0,508	—	0,508	5,84
Cupru izolat	0,508	0,292	1,092	6,16
Sodiu izolat	0,432	0,254	0,936	5,98
Sodiu izolat	0,508	0,29	1,088	5,94

Gh. T.

CZ 621.315.552.027.3 Na.001.4

Steeve, E. J. și Schneider, J. A. **Incercări în exploatare pe cabluri de sodiu de 15 și 0,6 kV** (Fields Trials on 15 kV and 600 V Sodium Cable). În: I.E.E.E. Trans. on Power App. and Systems **86**, nr. 7, 1967, p. 891—900, 13 fig., 5 tab.

În lucrare sînt prezentate rezultatele și metodele de încercare pentru două tipuri de cablu cu sodiu. Încercările au fost efectuate de Commonwealt Edison Company.

Cablul de 15 kV a avut un miez conductor de 12,7 mm diametru și o izolație de o grosime de 5,6 mm. Peste materialul izolant a fost așezat un strat de polietilenă semiconductoare de 0,76 mm grosime. Pentru încercări au fost montate patru bucle de cabluri dintre care trei de sodiu și unul de cupru (pentru comparație).

Acest ansamblu a fost supus la următoarele probe: încercarea izolației după instalare (50 kV); încercare sub sarcină constantă (pînă la 250 A) și variabilă, făcîndu-se măsurări de temperatură în diferite locuri ale cablului; probă de scurtcircuit cu curenți între 2 400 și 3 400 A, timp de două și patru cicluri; comportarea cablului după un defect și localizarea defectului.

În rețelele de distribuție materialul activ la cablurile de 600 V este de circa 10 ori mai mult ca la 15 kV. Ca atare, economiile prin introducerea unui material mai ieftin (sodiu) sînt importante și în această gamă de tensiuni.

Firma menționată a efectuat încercări și asupra unui cablu de 600 V. Montajele și gama de încercări au fost aceleași ca la cablul de 15 kV.

În urma încercărilor efectuate (în anii 1964 și 1965), autorii au ajuns la următoarele concluzii:

1. Cablurile de sodiu cu înveliș de polietilenă sînt apte de a fi folosite în circuitele primare sau secundare îngropate.
2. Caracteristicile fizice ale acestui tip de cablu permit instalarea sa ca orice cablu de cupru sau aluminiu.
3. Încercările efectuate arată că cablul de sodiu rezistă la curenții de scurtcircuit care apar în rețelele de distribuție.
4. Localizarea defectelor la cablurile de sodiu nu ridică probleme speciale. Metodele și aparatele obișnuite sînt adecvate atît pentru cablul de 15 kW, cît și pentru cel de 600 V.
5. Sînt necesare studii pentru producerea de îmbinări și capete terminale sigure în exploatare.
6. Datorită reactivității mari a sodiului vor trebui elaborate unele măsuri de precauțiune și de lucru.

Gh. T.

CZ 621.315.615.9.004.2

Briere, G. și Tobazeon, R. **Purificarea ionică a difenililor cloruraţi.** Aplicații practice pentru menținerea unei rezistivități ridicate într-un circuit de utilizare. În: Revue Générale de l'Électricité, vol. **76**, nr. 9, 1967, p. 1 189—1 195, 9 fig., 1 tab., 17 ref. bibl.

S-a constatat că în timpul utilizării în aparate electrotehnice a uleiurilor clorurate de tip Pyralene, rezistivitatea lor scade simțitor, datorită ionizărilor provocate fie de descărcările electrice din timpul funcționării, fie de impurități chimice rămase în timpul fabricației uleiului clorurat, impurități ca: acid clorhidric, apă etc.

Dezionizarea acestor produși cloruraţi, în vederea menținerii unor parametri electrici constanți, se poate face prin diferite metode chimice sau electrice.

Electrodializa este o metodă de purificare, bazată pe selectivitatea ionică a unor membrane sintetice semipermeabile, prin care are loc o electroliză a lichidului.

Epurarea s-a efectuat fie lăsînd lichidul în repaus (epurație statică), fie făcîndu-l să circule între cele două membrane (epurație dinamică).

Un alt sistem de epurare este cel bazat pe activitatea rășinilor schimbătoare de ioni de tip Amberlite. În acest caz dezionizarea se face prin eluarea lichidului pe un pat de rășină formată dintr-un amestec în părți egale de schimbători de anioni și cationi.

S-a imaginat, de asemenea, un sistem de epurare ionică în circuit a Pyralenei 1499 cu un debit maxim de 1 000 l/oră, volumul total al circuitului închis fiind de 4 l, sistem bazat pe combinarea sistemului de epurare prin membrane și cel bazat pe rășini schimbătoare de ioni. Prin acest sistem rezistivitatea unui amestec de Pyralenă și nitrobenzen trece în două ore de la o rezistivitate de $2.10^9\Omega$ cm la $2 . 10^{11}\Omega$ cm.

M.M.A.

CZ 621.315.615; 537.226.2

Morabin, A., Tête, A. și Santini, R. **Constanta dielectrică a amestecurilor eterogene** (Constante diéletrique des mélanges hétérogènes). În: Revue Générale de l'Électricité, tom. **76**, nr. 12, 1967, p. 1 504—1 512, 10 fig., 3 tab., 35 ref. bibl.

Se stabilește o formulă care permite calcularea permitivității unei pulberi, în funcție de permitivitățile pulberilor componente și de cantitatea lor volumetrică. Se arată cum se poate utiliza această relație pentru determinarea constantei dielectrice a cristalelor care intră în constituția pulberii studiată. Se face o verificare experimentală cu o instalație ce folosește o hiperfrecvență.

Premisele teoretice ale problemelor tratate încep cu scrierea legilor lui Reynolds și Hough și continuă cu o serie de considerații care permit scrierea relației pentru determinarea permitivității pulberii studiate. Se trec în revistă

o serie de relaţii care permit folosirea legilor pentru diverse amestecuri şi se arată modul în care aceste legi se pot aplica în diverse cazuri concrete. Se fac experimentări cu trei pulberi şi, de fiecare dată, se compară mărimile măsurate cu cele determinate pe bază de calcul. Curbele trasate cu aceste date scot în evidenţă variaţia permitivităţii diferitelor pulberi studiate, în funcţie de cantitatea volumetrică a cristalelor care o compun. Se fac experimentări atît cu corpuri izotrope, cît şi cu cele anizotrope şi de fiecare dată se dau explicaţii asupra rezultatelor obţinute prin măsurări.

A.C.

CZ 621.315.687.1 : 661.2

Matthysse, I. F. şi Scoran, E. M. **Elaborarea de cleme pentru conductor de sodiu izolat.** (The Development of Connectors for Insulated Sodium Conductor). În: I.E.E.E. Trans. on Power App. and Systems **86**, nr. 7, 1967, p. 883—890, 11 fig., 4 tab.

Clemele cunoscute şi folosite pentru conductoare din cupru sau aluminiu nu pot fi aplicate la conductoarele din sodiu. Rezistenţa mecanică mică şi activitatea chimică a sodiului cer elaborarea de cleme noi. Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească aceste cleme sînt: timp cît mai mic de expunere a sodiului în aer în timpul montării; contactul să realizeze o capsulare perfectă a sodiului; strîngerea sigură între clemă şi învelişul izolant al cablului; rezistenţă de contact sodiu-clemă mică şi constantă; instalare simplă şi rapidă; preţ de cost scăzut.

Din punct de vedere constructiv, clema optimă a fost executată sub forma unui tirbuşon, care are în exterior un înveliş ce se aşază peste învelişul izolant al cablului. Partea cu care clema se conectează în circuit este cilindrică. Materialul clemei este un aliaj de cupru cu conductivitate electrică mare.

Montarea clemei se face prin simplă înşurubare în masa de sodiu a conductorului. Apoi cămaşa metalică este strînsă peste învelişul izolant cu ajutorul unui cleşte de clemă obişnuit.

Probele la care a fost supus acest tip de clemă sînt: întindere la sarcină de scurtă şi lungă durată; rezistenţă de contact la rece şi variaţia ei cu temperatura; încercare în ciclu termic.

Dacă încălzirea la temperaturi în jurul punctului de topire al sodiului nu afectează cablul în sine (căderea de temperatură în mantaua izolantă este apreciabilă şi ca atare partea exterioară a învelişului păstrează o rezistenţă mecanică suficient de mare), partea clemei este afectată. Deoarece clema transmite învelişului căldură, mantaua în această regiune ajunge la temperatura miezului şi ca atare rezistenţa mecanică poate să scadă, scoţînd cablul din funcţiune. Acest dezavantaj se elimină printr-o dimensionare adecvată a învelişului clemei. Asupra clemei au fost făcute şi încercări de etanşeitate.

În final, autorii ajung la concluzia că tipul de clemă dezvoltat poate fi folosit la încercările în reţea.

Gh. T.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice. Comutatoare. Întreruptoare. Disjunctoare*

CZ 621.316.543 : 621.316.722 : 621.314.2

Fohrhaltz, H. A. **Comutarea de prize sub sarcină cu întreruptoare cu vid.** (Load Tap Chanching with Vacuum Interrupters). În: I.E.R.E. Trans. on Power App. and Systems **86**, nr. 4, 1967, p. 422—428.

Pentru comutarea prizei sub sarcină, la transformatoarele mari, în scheme apar contactoare care comută sarcina de pe o priză pe alta. Unele dintre ele trebuie să întrerupă curentul prin reactanţe (sau rezistenţă) care scurtcircuitează secţia care comută, iar altele comută în gol. Autorul (care lucrează la General Electric) a înlocuit contactorul care comută sub sarcină cu unul cu vid. În rest nu s-au făcut modificări în schemă. Prin această înlocuire, autorul a obţinut o viaţă mai lungă pentru comutatorul de prize (aproximativ 10—20 ori).

Un alt avantaj al acestui tip de comutator este că necesită un spaţiu mai mic (deoarece volumul comutatorului este mai redus). Ca rezultat al folosirii contactorului cu vid, pot fi reduse şi distanţele de izolaţie în vecinătatea comutatorului, deoarece nu mai rezultă particule metalice şi ulei ars la comutare.

Fenomenul de smulgere de curent caracteristic la întreruptoarele cu vid (supratensiuni) a fost evitat prin folosirea de întreruptoare cu material de contact cu nivel scăzut de smulgere.

Mărirea duratei de viaţă, reducerea gabaritului comutatorului şi al transformatorului, cum şi durate mai mari între două revizii reduc cheltuielile de fabricaţie şi întreţinere.

Gh. T.

CZ 621.316.57.027.88.002.1

Kirchner, F. **Disjunctorul PK pentru tensiuni supraînalte. Construcţia, performanţele, perspectivele de viitor** (Le PK, disjoncteur pour les „supratensions", Construction, performances, perspectives d'avenir). În: Rev. Gén. de l'Elect., iul-aug 1967, p. 995—1 000, 3 fig.

Disjunctorul automat PK este un întreruptor cu aer comprimat destinat să rezolve probleme, care se prezintă la linii cu tensiuni supraînalte în domeniul 132—765 kV. Principalul element constructiv la aceste automate îl formează capătul (contactul) de ruptură, care, montat în serie, permite construirea disjunctoarelor, corespunzînd tensiunilor principalelor reţele. Se realizează astfel pe cale industrială unităţi, care pot fi montate şi controlate individual, deoarece contactele de rupere nu necesită nici un fel de reglaj. Utilizarea automatelor PK la un milion volţi apare actualmente posibilă. În introducere se arată necesitatea crescîndă a disjunctoarelor pentru tensiuni supraînalte, prezentîndu-se în fotografie unul dintre elementele care, legate în serie, formează ansamblul pentru tensiunea dorită. Este descrisă apoi funcţionarea unui astfel de element, la care timpul de rupere a arcului este inferior unei milisecunde. Sînt arătate apoi elementele constructive ale camerei de ruptură auxiliare, care întrerupe rezistenţa de la bornele elementului de declanşare. Astfel de rezistenţe sînt adăugate construcţiei dacă este nevoie pentru diferite scopuri (repartizarea uniformă a tensiunii între camerele de ruptură, amortizarea oscilaţiilor de tensiune în reţea etc.). Urmează amănunte privind depozitarea şi rolul aerului comprimat.

Din punctul de vedere al concepţiei de fabricaţie, se subliniază că toate capetele (elementele) de ruptură, care urmează a fi legate în serie — pentru a rezista tensiunii cerute — sînt identice şi interşanjabile. Experienţele realizate au dovedit că la astfel de disjunctoare se poate garanta o putere de rupere de 50 000 A. Fiind o construcţie etanşă şi aflîndu-se în permanenţă sub presiune, comportarea dielectrică este asigurată pentru toate tensiunile, neexistînd de exemplu nici pericolul umidităţii. Cu un dispozitiv auxiliar electronic, receptor al variaţiilor de tensiune din reţea, se poate da semnalul de comandă pentru anclanşare în momentul dorit pentru ca închiderea contactelor disjunctorului să se producă atunci cînd exista un minimum de supratensiune în reţea.

Gh. C.

CZ 621.319 *Electrostatică industrială*

CZ 621.319.4

Fournié, R. **Contribuţie la studiul îmbătrînirii condensatoarelor de putere** (Contribution à l'étude du viellissement des condensateurs de puissance). În: Bull. Direct. études et recherches B, nr. 1, 1967, p. 101—115, 5 fig., 10 tab., 9 ref. bibl.

În tendinţa îmbunătăţirii indicilor tehnico-economici ai condensatoarelor pentru îmbunătăţirea factorului de putere se măresc valorile gradienţilor de potenţial de lucru. Veri-

ficarea tipurilor noi de condensatoare se face prin măsurarea tg δ înainte şi după supunerea lor la un regim de suprasarcină cu $U = 0{,}1\ U_{nom}$, timp de 71 ore, la temperatura 35°C (mediul ambiant). Se studiază două tipuri de condensatoare, folosind hîrtii cu procentaje diferite de incluziuni de cupru (tipul A cu indicele $(82-278)\cdot 10^{-6}$ şi tipul B cu indicele $(50-101)\cdot 10^{-6}$). Condensatoarele au puterea reactivă pe unitate de 20 kVar şi tensiunea între borne 8,7 kV. Gradientul de potenţial de lucru 13,8 kV/mm.

La condensatorul cu conţinut scăzut de cupru (A) pierderile dielectrice măsurate după încercarea de stabilitate termică cresc mai puţin decît la tipul cu conţinut mai ridicat (B). S-a determinat timpul de străpungere în condiţii termice ridicate, respectiv temperatura mediului ambiant 80°C şi la tensiunea nominală. La tipul A, străpungerea s-a produs după 8 635 ore, iar la tipul B, după 4 930 ore de funcţionare. În stare iniţială, la ambele tipuri de condensatoare, gradientul de străpungere se află în limitele 180—190 kV/mm. Autorii consideră că conţinutul ridicat de cupru în hîrtie şi insuficienta deshidratare şi degajare sînt principalele cauze ale străpungerilor bobinajelor la încercare şi în primii ani de exploatare.

A.B.

CZ 621.319.4 : 620.193.918

Held, W. şi Rolvien, W. **Îmbătrînirea şi durata de viaţă a condensatoarelor de putere** (Vieillissement et durée de vie des condensateurs de puissance). În : Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, nr. **23**, 11 noiembrie 1967, p. 1 043—1 054, 28 fig.

Se fac consideraţii asupra perioadei de îmbătrînire şi asupra duratei de viaţă a condensatoarelor de putere, arătîndu-se cauzele care grăbesc scoaterea din uz a acestor aparate. Pentru îmbunătăţirea rezistenţei în timp a condensatoarelor se preconizează măsurile ce se impun la consumator, adică la locul de exploatare a acestor aparate, la fabricant şi în faza de proiectare. În ultimele două stadii se impun atenţii în privinţa prelucrării şi montării diferitelor piese componente, iar în faza de proiectare au prioritate materialele, mai ales din punct de vedere calitativ

Se arată variaţia grafică a unghiului de pierderi cînd temperatura materialului este de 60, 90 şi 110°C.

Totodată se prezintă modul de variaţie a duratei de viaţă a condensatoarelor de putere în diverse condiţii de exploatare. Se mai arată cum variază unghiul de pierderi în funcţie de temperatură la o baterie de condensatoare. Influenţa tensiunii reţelei de 350—500 V asupra condensatoarelor se pune în evidenţă prin patru curbe care indică comportarea materialului la fiecare situaţie.

Se scot în evidenţă modificările care apar la diverse materiale supuse variaţiilor de temperatură şi tensiune.

A.C.

CZ 621.36 *Termoelectricitate şi termomagnetism industrial*

CZ 621.362 : 536.46

Dubois, P. **Pilele cu combustibil ale Companiei Generale de Electricitate** (Les piles à combustible de la Companie Générale d'Électricité). În : Rev. Gén. de l'Élect., iul-aug 1967, p. 1 009—1 017, 7 fig., 2 tab., 1 grafic.

Se menţionează ca principiu de funcţionare că o pilă cu combustibil este un generator electrochimic, în care energia produsă printr-o reacţie chimică este transformată direct în electricitate cu un randament, care depăşeşte 50%. Spre deosebire de acumulatoare, reactivii pilei cu combustibil sînt stocaţi la exteriorul electrozilor, ceea ce permite o funcţionare continuă, adică fără întreruperile necesare reîncărcării. O pilă se compune din mai multe unităţi grupate în baterii şi din circuitele anexe, care asigură reglajul termic, alimentarea cu reactivi etc.

Se prezintă în schemă o pilă rece cu hidrogen, asupra căreia este concentrată atenţia principalelor industrii de specialitate din lume şi a cărei putere va varia între fracţiuni de waţi şi mai multe sute de kW. Pila de tip unitar C.G.E. se compune din doi electrozi metalici poroşi alimentaţi cu gaz (unul cu hidrogen, celălalt cu oxigen sau aer). Electrolitul este constituit dintr-o soluţie de potasiu. Urmează reacţia chimică produsă pentru mai multe pile uzuale : cu hidrogen-oxigen, cu hidrazină-oxigen, cu amalgam de sodiu-oxigen etc. Într-o tabelă sînt redate consumurile de reactivi pentru diferite pile.

Sînt descrise alimentare cu reactivi, reglajul acestei alimentări, precum şi eliminarea produşilor secundari. Autorul descrie apoi în amănunt compoziţia pilelor C.G.E. (materialul electrozilor, al electrolitului etc.), confecţionarea acestor pile şi a bateriilor respective, precum şi rolul şi construcţia circuitelor anexe necesare evacuării apei şi căldurii produse de reacţiile electro-chimice, reglajului energiei electrice produse etc.

Într-o figură este redată ca exemplu schema de principiu a unui circuit de electrolit (rezervoare, pompe, filtre, evaporizator etc.).

După descrierea pilei cu hidrogen se descrie pila cu hidrogen-oxigen C.G.E., insistîndu-se în special asupra modelelor C.G.E. de 100 W—12 V şi 320 W—3 V şi prezentîndu-se ambele tipuri în secţiuni şi fotografii însoţite de detalii de confecţionare şi funcţionare. După o tabelă conţinînd amănunte asupra pilelor cu hidrogen-aer, autorul încheie cu posibilităţile progresive de utilizare a pilelor cu combustibil ; înlocuirea pilelor obişnuite şi a acumulatoarelor, acţionarea anumitor vehicule şi mai tîrziu a trenurilor şi navelor, dispozitive de semnalizare şi securitate.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

O nouă sursă de lumină a fost prezentată de trei japonezi la o conferinţă de specialitate din Washington. Lampa de descărcare se poate construi pentru puterile de 125, 250 şi 400 W. Arcul luminos se produce într-un tub de cuarţ introdus într-un balon de sticlă evacuat. Tubul de cuarţ conţine bromură de cositor şi iodură de cositor. Peste 80% din radiaţie este emanată într-un spectru continuu. Temperatura culorii respective este de 5 300°K. Randamentul lămpii de 400 W este de 55 lm/W, iar durata de ardere circa 6 000 h. Utilizările lămpilor sînt multiple (iluminatul studiourilor de televiziune, proiecţii etc.).

Din : ETZ.B, nr. 20, 1967.

Ca sursă de curent pentru reglarea bătăilor inimii, s-a construit în Australia o celulă (experimentală deocamdată la animale) compusă din cîte un electrod de zinc şi altul de argint. Electrozii fiind introduşi în ţesuturi, lichidul sărat al corpului vieţuitoarelor serveşte ca electrolit şi se transformă astfel energia chimică în energie electrică.

Din : ETZ-B, nr. 20, 1967.

Cinci benzi magnetice de cîte 730 m au înlocuit în biroul de evidenţă a populaţiei din Colonia 860 000 de cartele perforate, care conţineau diferitele indicaţii pentru fiecare locuitor şi care ocupau o sală întreagă. Benzile servesc la stabilirea impozitelor, invitaţii la alegeri etc.

Din : ETZ-B, nr. 22, 1967.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ÉS DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

CONTENTS

DC 621.313.333.002.2 : 621.312

Nicolescu, E. : **Some designing aspects concerning the unitary series of asynchronous motors.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 205–214

Some aspects concerning the designing of unitary series of asynchronous motors having in view the correlation of powers with the mounting dimensions and a minimum copper consumption are presented. The heating calculus coefficients established by studying a considerable number of tested machines are pointed out.

DC 621.313.333.025.2/3.004.2

Saviuc, V. and *Lucanu, M. T.* : **Some considerations regarding the working of three-phase asynchronous motors at a phase breaking.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 215–222

The authors study the variation with slipping for a series of three-phase asynchronous motors between 1,4 and 37 kW of the following magnitudes (useful for their protection at a phase breaking) : the line voltages in the engines ; the voltage between the breaking points ; the voltage between the motor and network neutrals ; the currents in the stator windings and that in the neutral conductor ; the electromagnetic moment.

DC 621.314.2.045.16 : 621.315.53.017.7

Ciubotaru, T. and *Lăzărescu, E.* : **The thermic calculus of aluminium foil windings for oil transformers.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 222–225

A highly efficient way of using the aluminium in the construction of transformer windings is that of aluminium foils. A method for the thermic calculus of the aluminium foil windings for different insulating materials involved is described.

DC 621.317.381 : 621.313.016.23

Natraşevschi, A. : **A device for measuring the couple in microengines.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 225–229

A device designed and achieved by the author for measuring the couple in microengines which allows to eliminate the causes of errors and to carry out the measurements in a minimum of time is described.

DC 621.314.63 : 621.317.614

Lupaş, O. and *Grînescu, S.* : **An apparatus for the dynamic measurement of the inverse characteristic current-voltage in silicon rectifying cells.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 230–234

Different circuits used for measuring the inverse current voltage characteristic of silicon rectifying cells are compared. The description is given of an apparatus which uses instruments giving peak values of the voltage and of the reverse current and allowing the osciloscopic development of the inverse current-voltage characteristic. The principle and construction of the peak voltmeter is described in detail.

DC 621.313.333.1 : 621.315.53

Cota, Al., Crihană, G. and *Chivăran, C.* : **Quality criteria concerning the casting of aluminium cages for short-circuit asynchronous motors.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iunie 1968, p. 235–239

The influence is described of three ways of building the aluminium cages for short-circuit asynchronous motors, by casting under centrifugal or static pressure, on the energetic working parameters. Some technical and economic criteria for choosing the optimum way have been established on the basis of the results obtained.

REVIEWS 239–240

REPORTS 240–244

BRIEF NEWS 244

SOMMAIRE

CD 621.313.333.002.2 : 621.312

Nicolescu, E. : **Aspects de l'élaboration des projets pour les séries unitaires de moteurs asynchrones.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juin 1968, p. 205–214

On presente les aspects de l'élaboration des projets pour les séries unitaires de moteurs asynchrones, en vue d'établir une corrélation entre les puissances et les dimensions de montage, ainsi que pour réaliser une consommation minimale de cuivre. On présente les coefficients spécifiques au calcul de l'échauffement, détérminés après avoir étudié un grand nombre de machines construites et mises à l'épreuve.

CD 621.313.333.025.2/3.004.2

Saviuc, V. et *Lucanu, M. T.* : **Quelques considérations concernant le fonctionnement des moteurs asynchrones triphasés lors de l'interruption d'une phase, considérations utiles à l'élaboration des projets pour ces moteurs.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juin 1968, p. 215–222

Dans cet ouvrage on étudie une série de moteurs asynchrones triphasés, entre 1,4 et 37 kW, du point de vue de la variation pendant le glissage, des valeurs suivantes (valeurs dont on doit tenir compte pour la protection des moteurs au cas de l'interruption d'une phase) : les tensions de ligne au moteur ; la tension entre les points d'interruption ; la tension entre le neutre du moteur et celui du réseau ; les courants dans les enroulements du stateur et ceux du conducteur neutre ; le moment électromagnétique.

CD 621.314.2.045.16 : 621.315.53.017.7

Ciubotaru, T. et *Lăzărescu, E.* : **Le calcul thermique des enroulements en feuilles d'aluminium pour les transformateurs de puissance à huile.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juin 1968, p. 222–225

Une solution supérieure pour l'utilisation de l'aluminium dans la construction des transformateurs est fournie par les feuilles d'aluminium.

Dans cet ouvrage on présente une méthode de calcul thermique des enroulements en feuilles d'aluminium pour divers matériaux isolants utilisés en vue de leut réalisation.

CD 621.317.381 : 621.313.1.016.21

Natraşevschi, A. : **Appareil pour le mesurage du couple dans les micromoteurs.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juin 1968, p. 225–229

On présente un appareil conçu et réalisé par l'auteur, destiné au mesurage du couple dans les micromoteurs. Cet appareil élimine les causes des erreurs et effectue les opérations de mesurage en un temps minime.

CD 621.314.631 : 621.317.614

Lupaş, O. et *Grînescu, S.* : **Appareil pour le mesurage dynamique de la caractéristique inverse courant-tension des cellules redresseuses à silice.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juin 1968, p. 230–234

On compare différents circuits pour le mesurage de la caractéristique inverse courant-tension des cellules redresseuses à silice. On présente un appareil réalisé qui utilise des instruments qui enregistrent les valeurs de sommet de la tension et du courant inverse et qui permet le déroulement oscilloscopique de la caractéristique inverse courant-tension. On expose en détail le principe et la construction du voltmètre de sommet.

CD 621.313.333.1 : 621.315.53

Cota, Al., Crihană, G. et *Chivăran, C.* : **Critères de qualité concernant le coulage des cages en aluminium pour les moteurs asynchrones en court-circuit.**

Electrotehnica **16** no. 6, juin 1968, p. 235–239

Dans cet article on décrit l'influence des trois procédés d'execution des cages en aluminium pour les moteurs asynchrones en court-circuit, par le coulage sous pression centrifuge ou statique, sur leurs paramètres énergétiques de fonctionnement.

COMPTES-RENDUS 229–240
REFERATE 240–244
BRÈVES NOUVELLES 244

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.012.1

Stepina, J. **Vectorii ca baza teoriei pentru maşinile electrice.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-17) **88**, nr. 23, 1967, p. 584—588, 5 fig., 1 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.313.13 : 621.382.233

Johnson, K. C. **Reglarea motoarelor cu ajutorul tiristoarelor.** În : Wireles Wld. **73**, nr. 7, iul 1967, p. 328—329, 1 tab.

CZ 621.313.13.016.2.001.24

Ustelemov, V. M. **Metoda grafoanalitică de verificare a puterii motorului prin metoda pierderilor medii.** În : Izv. VUZ Energhetika **10**, nr. 6, iun 1967, p. 127—130, 2 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.13.017.14 : 621.316.9 : 621.382.2/3

Reinsch, H. H. **Protecţia împotriva încălzirii la motoarele electrice.** În : Maschinenmarkt **73**, nr. 62, aug 1967, p. 1 349, 1 fig.

CZ 621.313.13-213.44 : 66

Platzek, A. **Motoare electrice standardizate cu protecţie specială utilizate în industria chimică.** În : Elektro-Anz. **20**, nr. 18, iun 1967, p. 24—25, 7 fig., 9 ref, bibl.

CZ 621.313.2.077.65 : 621.313.333.1.077.65

Otto, H. **Dispozitive de comandă cu convertizoare de curent cu semiconductoare sincronizate.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 18, 1967, p. 452—458, 10 fig., 2 tab., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.33 : 621.317.384

Jordan, H., Richter, E. şi *Röder, J.* **O metodă simplă pentru măsurarea pierderilor suplimentare în maşinile asincrone.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 23, 1967, p. 577—583, 13 fig., 12 ref. bibl.

CZ 621.313.333.2.018.6

Lorenzen, H. W. **Influenţa efectului pelicular asupra oscilaţiilor forţate în maşinile asincrone.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 18, 1967, p. 445—451, 10 fig., 5 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.212.017.72 : 621-713.1/2

Seşcenko, M. S. şi *Frenkel, V. I.* **Sistem de răcire cu ulei şi apă a transformatoarelor.** În : Elektr. stanţii **38**, nr. 6, iun 1967, p. 53—59, 3 fig.

CZ 621.314.214.332 : 621.335

Schmidt, W. **Asupra comportării magnetice a transformatoarelor pentru motoarele vehiculelor reglate pe înfăşurări la înaltă tensiune.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 18, 1967, p. 459—461, 9 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.314.632 : 621.335

Förster, J. **Convertizoarele cu tiristoare de mare putere la motoarele vehiculelor de tracţiune electrică** : În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 16, 1967, p. 392—397, 11 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.2 : 621.39 : 061.43(430-2.27) „1967"

Schüssler, K. **Cabluri, linii şi accesorii de montaj în tehnica telecomunicaţiilor.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 15, 1967, 28 iul, p. 458—461, 3 fig.

CZ 621.315.211.4.027.822

Lücking, W. H. **Cabluri de presiune pentru 220 kV.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 22, 3 nov 1967, p. 633—637, 7 fig., 13 ref. bibl.

CZ 621.315.616.96.011.5 : 546.212

Beyer, M. şi *Langer, H.* **Influenţa apei asupra proprietăţilor dielectrice a materialelor plastice în răşini epoxidice.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 23, 1967, p. 564—573, 10 fig., 8 ref. bibl.

CZ 621.315.62

Hanser, F. **Carcase izolatoare pentru tensiuni înalte. Proprietăţile materialelor şi probleme constructive.** În : Technica **16**, nr. 14, 7 iul 1967, p. 1 351—1 356, 11 fig., 1 tab.

CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.3.062.8-52

Drews, J, **Canturi de transformatoare la folosirea dispozitivelor automate de comutare.** În : Elektrie **21**, nr. 11, 1967, p. 425—426, 3 fig., 1 tab., 1 ref. bibl.

CZ 621.316.37

Walter, H. K. **Elemente tip şi prefabricate în construcţia posturilor de distribuţie.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 2, 20 oct 1967, p. 614—617, 6 fig.

CZ 621.316.7 : 661.43(430-2.27) „1967"

Weidemann şi *Ehlers, G.* **Tehnica reglării şi automatizării proceselor.** În : Elektrotech. Z.(BTZ-B) **19**, nr. 15, 28 iul 1967, p. 447—451, 6 fig.

CZ 621.316.933 : 625.78

Wilhelm, H. **Protecţia contra supratensiunii asupra tuburilor protejate catodic.** În ; Electrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 21, 20 oct 1967, p. 617 — 618, 2 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.316.993.001.5

Küttner, H. şi *Lange, W.* **Îmbunătăţirea condiţiei de punere la masă prin bentonit.** În : Elektrie **12**, nr. 11 1967, p. 421—424, 4 fig. , 4 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317 : 061.43(430-2.27) „1967"

Münch, G. şi *Sattelberg.* **Tehnica măsurării.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 15, 28 iul 1967, p. 441—447, 17 fig.

CZ 621.317.333.82

Naumann, W. **Încercările tensiunii de şoc în instalaţiile de tensiuni joase, un mijloc de a evita stricăciunile cauzate prin trăsnete.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 17, 25 aug 1967, p. 512—518, 10 fig., 2 tab., 15 ref. bibl.

CZ 621.317.333.82.012

Kärner, H. şi *Wiesinger, J.* **Observaţii critice la determinarea mărimii caracteristicilor tensiunii de tăierea şocului.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-A) **88**, nr. 14, 1967, p. 339—343, 8 ref. bibl.

CZ 621.317.39.088.228 : 536.531

Diehl, W. **Încălzire proprie în cazul termometrelor cu rezistenţă.** În : Elektrotech. Z.(ETZ-B) **19**, nr. 22, 3 nov 1967, p. 637—641, 3 tab., 2 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.317.7—213.44 : 66

Wanderer, P. **Protecţia împotriva exploziilor la aparatele de măsurat din industria chimică.** În : Elektro-Anz. **20**, nr. 18, iun 1967, p. 20—23, 16 fig.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLYA 1883

PENTRU A SUDA SIGUR, CURAT ŞI REPEDE

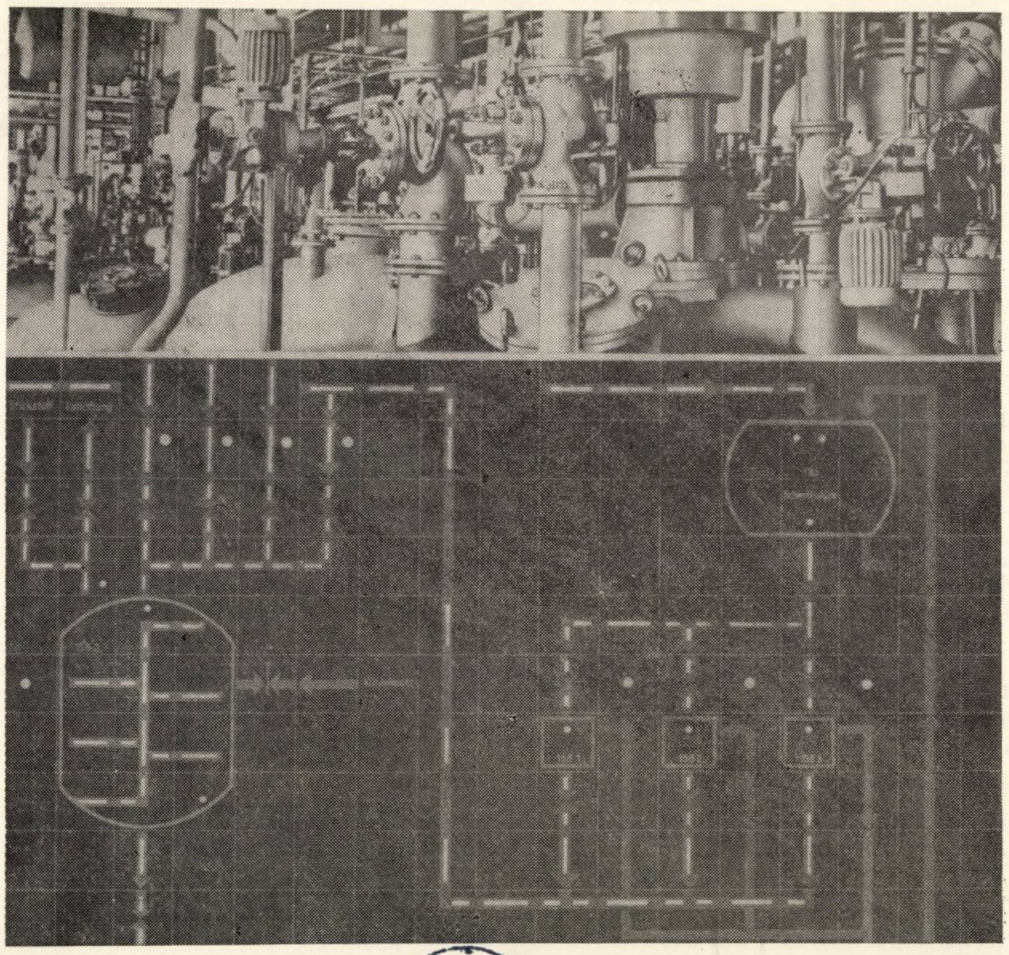
Un bun sudor întrebuinţează o sursă de curent corespunzătoare.
Din seria convertizoarelor Kjellberg care corespund aşteptărilor, ne stau la dispoziţie cu tipurile KW 400 VC şi KW 700 VC două surse de curent, al căror domeniu — satisfăcător — de putere oferă calităţi excelente de sudură şi posibilităţi de întrebuinţare universală. Caracteristica variabilă de tensiune — curent (variaţie plată şi abruptă a caracteristicii) permite utilizarea convertizoarelor la sudarea manuală cu electrozi, la sudarea sub pulbere, precum şi la sudarea WIG, MIG şi cu CO_2.
Cereţi informaţii asupra convertizoarelor de sudură Kjellberg.

Cei interesaţi se pot adresa la:

Kjellberg **ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH. IN VERWALTUNG**
DDR — 798 FINSTERWALDE

Exportator:

Intreprinderea de Comerţ Exterior Elektrotechnik DDR 104 Berlin—Republica Democrată Germană



Tehnica WSSB în serviciul automatizării

Instalaţiile industriale de comandă de tipul WSSB servesc la raţionalizarea fluxului tehnologic, asigură o conducere centralizată a întreprinderii şi măresc randamentul producţiei industriale. Proiectant şi exportator de instalaţii industriale de siguranţă şi de comandă pentru cale ferată, din partea firmei

D I A Elektrotechnik

este :
VEB Werk für Signal — und Sicherungstechnik Berlin 1193 Berlin, Elsenstrasse 87/96 Ruf : 278851.

Cei interesaţi se pot adresa la Serviciul de informaţii tehnice din cadrul Reprezentanţei Comerciale a

A M B A S A D E I R. D. G.
Calea Dorobanţilor. nr. 14, Bucureşti

Republica Democrată Germană

1883

CARBOCHIM CLUJ

CARBOCHIM

produce:

Pietre de polizor
Abrazivi pe suport -
(pînze și hîrtii de șlefuit)
Carbură de siliciu
Electrocorindon

• **Produse carbonice:**

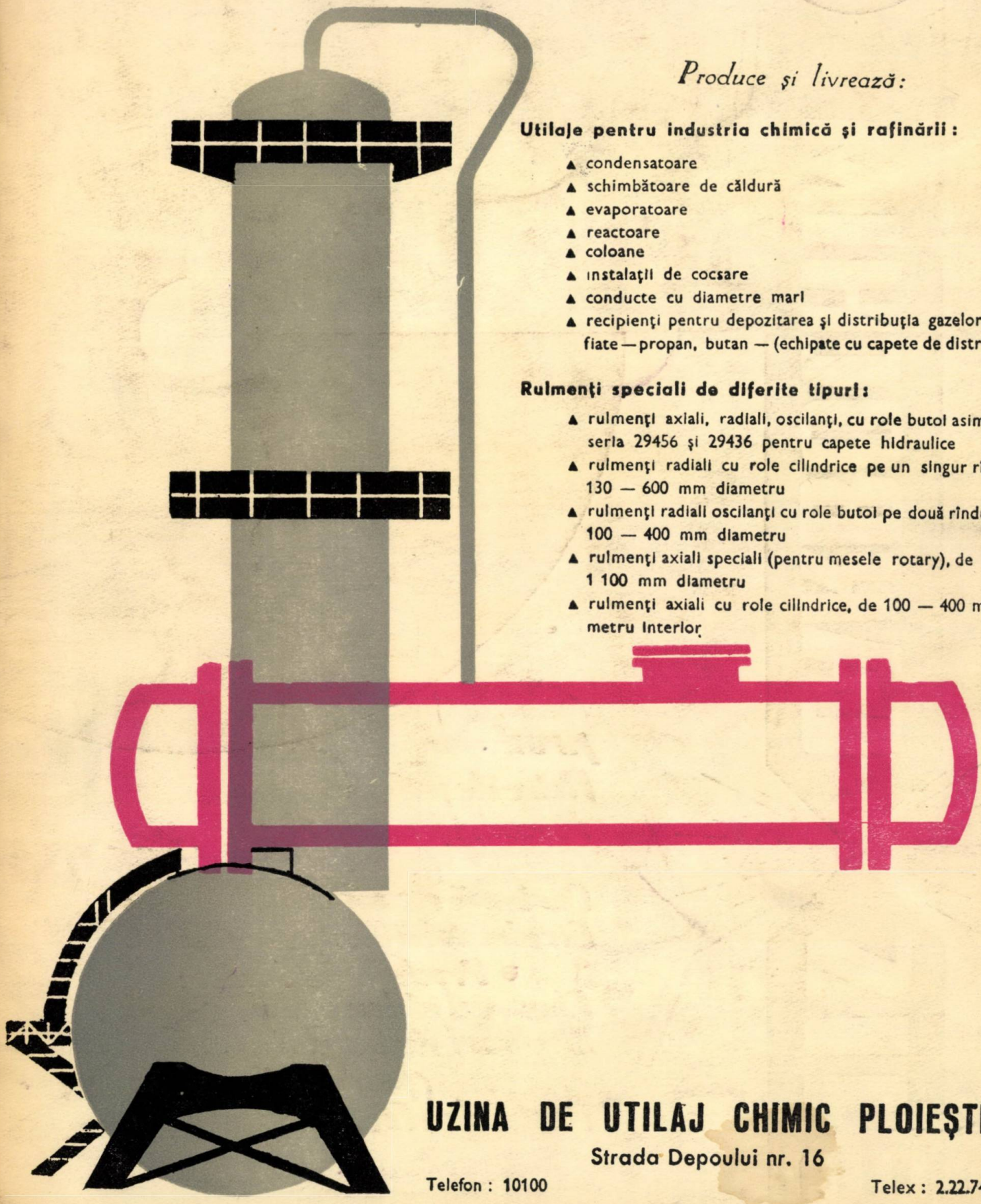
Electrozi siderurgici
Electrozi de baterii
(pentru pile galvanice)
Pastă de electrozi

CLUJ

PIAȚA 1 MAI Nr. 3 - TELEFON 12206

uzuc

1968 OKT 16



Produce și livrează:

Utilaje pentru industria chimică și rafinării:

- condensatoare
- schimbătoare de căldură
- evaporatoare
- reactoare
- coloane
- instalații de cocsare
- conducte cu diametre mari
- recipienți pentru depozitarea și distribuția gazelor lich fiate — propan, butan — (echipate cu capete de distribuți

Rulmenți speciali de diferite tipuri:

- rulmenți axiali, radiali, oscilanți, cu role butoi asimetri seria 29456 și 29436 pentru capete hidraulice
- rulmenți radiali cu role cilindrice pe un singur rînd, 130 — 600 mm diametru
- rulmenți radiali oscilanți cu role butoi pe două rînduri, 100 — 400 mm diametru
- rulmenți axiali speciali (pentru mesele rotary), de 600 1 100 mm diametru
- rulmenți axiali cu role cilindrice, de 100 — 400 mm d metru interior

UZINA DE UTILAJ CHIMIC PLOIEȘTI

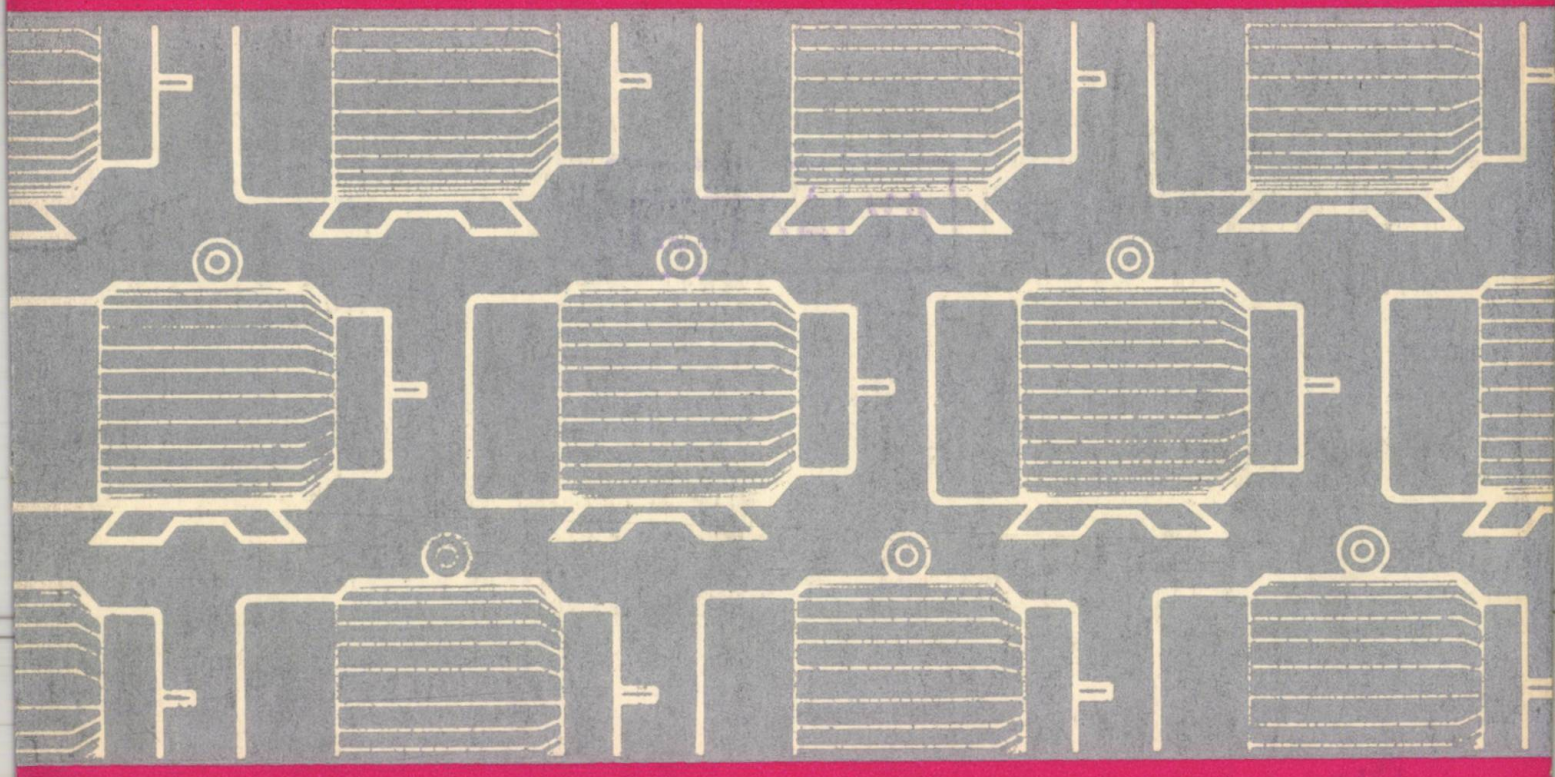
Strada Depoului nr. 16

Telefon : 10100

Telex : 2.22.74

E 2040

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 16 • Nr. 7 • IULIE 1968

7

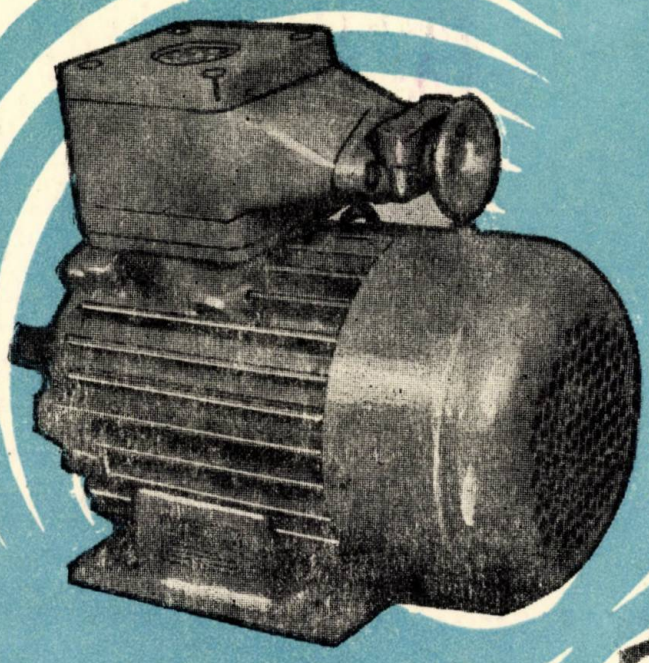
UZINA DE MAȘINI ELECTRICE

UME

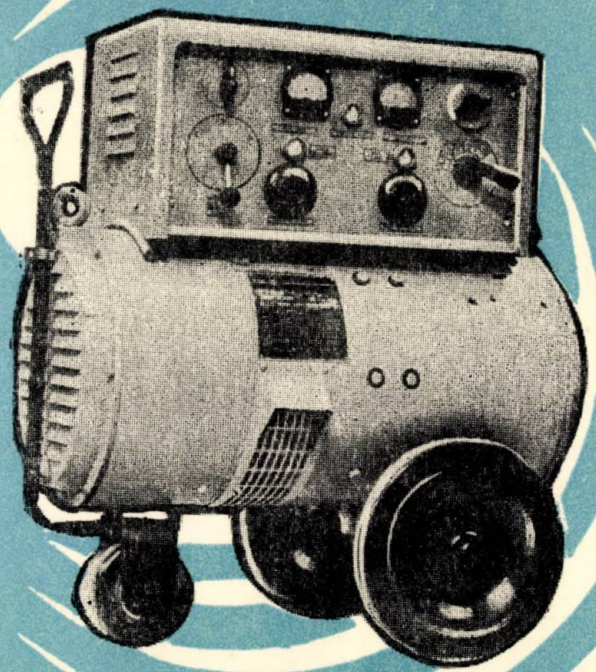
BUCUREȘTI

Produce și livrează în toate continentele:

- motoare asincrone normale și speciale
- mașini de curent continuu;
- mașini sincrone;
- grupuri convertizoare;
- grupuri electrogene;
- grupuri de sudură;
- aparataj;
- demaroare;
- utilaje electrice diverse;



Motoare asincrone trifazate cu rotor în scurt-circuit, în construcție antiexplozivă, antideflagrantă, destinate acționărilor în atmosfere explozive din industria chimică, petrolieră, minieră etc.



Grup convertizor de sudură tip CS—350 A și CS—500 A.

Grupuri cu caracteristici dinamice superioare, asigurînd o stabilitate excelentă în întregul domeniu de reglaj.

Ușoară amorsare a arcului electric.

Comutație ușoară a domeniului de reglare.

Reglaj fin și precis al domeniului de sudură.

Posibilitatea utilizării oricărui tip de electrod și a sudării manuale și automate.

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRA DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

ELECTROTEHNICA

Anul 16 nr. 7, pag. 245 — 284 iulie 1968

CUPRINS

CZ 621.013.2 : 621.3.041.34

Bompa, L. : **Cîmpul magnetic al unui dispozitiv feromagnetic fără armătură cu periodicitate axială.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 245—254

Se determină cîmpul magnetic la un dispozitiv magnetic cu periodicitate după o axă, folosind transformările conforme. Se studiază liniile de cîmp, intensitatea cîmpului, influenţa poziţiei surselor asupra intensităţii cîmpului, la suprafaţa poului şi inductanţa specifică. În final se dau rezultate experimentale care se compară cu cele obţinute prin calcul.

CZ 621.312. 004. 5/6

Dobrescu, D. şi *Brill, A.* : **Abacă pentru determinarea parametrilor fiabilităţii (siguranţei în funcţionare) produselor electrotehnice.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 254—261

Pentru determinarea parametrilor fiabilităţii se pot folosi tît metode analitice, cît şi metode grafice. Lucrarea prezintă o metodă grafică operativă a calculului acestor parametrii pe baza datelor statistice experimentale sau ale exploatării. Se expun : justificările teoretice, tabelele de lucru calculate cu ajutorul calculatorului ODRA 1013 şi două exemple numerice din domeniul sistemului de ascensor.

CZ 621.313.333—585

Răduţ, C : **Motoare asincrone fără colector cu viteză variabilă.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 261—271

Se prezintă stadiul actual şi soluţiile cunoscute pînă astăzi pentru obţinerea unor motoare asincrone fără colector, cu viteză variabilă sau cu reglaj de viteză. Se insistă, în special, asupra soluţiilor aplicabile motoarelor cu rotorul în scurtcircuit, alimentate la o frecvenţă fixă, aşa cum este cazul cel mai des întîlnit în practică. Se expune principiul de modulare a amplitudinii cîmpului şi principiul modulaţiei de fază. Se face o analiză critică a posibilităţilor pe care le oferă motorul asincron în acţionările cu viteze variabile.

CZ 621.312 : 621. 357.65 : 621.389

Grünwald, E. : **Electroliţi pe bază de fluoboraţi pentru depunerea metalelor la confecţionarea circuitelor imprimate.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 272—274

Se tratează problema realizării depunerilor metalice din băi fluoborice pentru obţinerea de circuite imprimate folosindu-se cele mai uzuale metale Pb, Sn, Fe, In, Cd, Cu, Ni.

CZ 538.632 : 621.317.42

Fränkel, D. : **Despre o nouă posibilitate de liniarizare a sondei Hall.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 274—278

Se prezintă o metodă de liniarizare a caracteristicii sondei Hall pentru cazul cînd semnalul de intrare este tensiune şi pentru cazul cînd semnalul de intrare este curent electric. Metoda preconizată prezintă avantajul de a nu produce micşorarea sensibilităţii şi acel al independenţei faţă de temperatură, iar liniarizarea obţinută este la fel de bună ca aceea obţinută prin metodele cunoscute.

CZ 537.525.6 : 662.59

Lachman, M. şi *Gheorghiu, A.* : **Cu privire la caracteristica electrică generalizată a arzătoarelor cu jet de plasmă.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iunie 1968, p. 279—280

Se verifică aplicabilitatea pentru un arzător cu jet de plasmă cu catod de wolfram masiv şi anod-ajutaj de cupru, unei relaţii criteriale care să reprezinte o generalizare a caracteristicii.

RECENZII 281—282

REFERATE 283—284

SCURTE ŞTIRI 284

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. Șt. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando, nr. 2, sectorul 1. Telefon: redactor șef 14.63.86; secretar general de redacție: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorul 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5461

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 5/8569/1968.

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.013.2 :621.3.041.32

Бомпа, Л.: **Магнитное поле феромагнитного приспособления без арматуры с осевой периодичностью.**

Electrotehnica **16**, № 7, июль 1968, стр. 245–254

Определяется магнитное поле на магнитном приспособлении с осевой периодичностью, при меняя конформные преобразования. Изучаются линиполя, интенсивность поля, влияние положения источников на интенсивность поля на поверхности полюса и удельная индуктивность. В заключение приводятся экспериментальные результаты, сравнивая их с результатами, полученными путем вычислений.

ДК 621.312.004.5/6

Добреску, Д. и *Бриль, А.*: **График для определения безопасности работы электротехнических изделий.**

Electrotehnica **16**, № 7, июль 1968, стр. 254–261

Для определения параметров безопасности работы можно применять как аналитические методы, так и графические. Работа содержит графический оперативный метод расчета этих параметров на основе статистических данных — экспериментальных или полученных при эксплуатации. Приводятся теоретические обоснования, рабочие таблицы, вычисленные при помощи счетной машины ОДРА 1013 и два числовых примера из области системы подъемника.

ДК 621.313.333.–585

Рэдуц К.: **Асинхронные безколлекторные двигатели, с переменной скоростью.**

Electrotehnica **16**, № 7, июль 1968, стр. 261–271

Описывается актуальная стадия и решения, известные до настоящего времени для получения асинхронных безколлекторных двигателей, с переменной скоростью или с регулировкой скорости. Подчеркиваются, главным образом, решения, применяемые для двигателей с короткозамкнутым ротором, питаемых при постоянной частоте; речь идет о двигателях, наиболее часто встречаемых в практике. Излагается принцип модуляции амплитуды поля и принцип фазовой модуляции. Проводится критический анализ возможностей, предоставлямых асинхронным двигателем при работе с переменными скоростями.

ДК 621.312 :621.357.65 :621.389

Грюнвальд, Е.: **Электролиты на основе фторборатов для нанесения металлов при изготовлении печатных контуров.**

Electrotehnica **16**, № 7, июль 1968, стр. 272–274

Рассматривается вопрос осуществления металлических нанесений из фторборных ванн для получения печатных контуров, применяя следующие металлы: Pl, Sn, Fe, In, Cd, Cu, Ni

ДК 538.632 :621.317.42

Френкель, Д.: **О новых возможностях определения линейности зонда Галля.**

Electrotehnica **16**, № 7, июль 1968, стр. 274–278

Приводится метод определения линейности характеристик зонда Галля, в случае, когда входным сигналом является напряжение, а также для случая, когда входным сигналом является электрический ток.

Предложенный метод не уменьшает чувствительности и не зависит от температуры, а полученная линейность так же правильна, как и линейность на основе известных методов.

ДК 535.525.6 : 662.59

Нахман, М. и *Георгиу, А.*: **Об обобщенной электрической характеристике горелок с плазмовой струей**

Electrotehnica **16** №. 7, июль 1968 стр. 279–280

Проверяется применимость для горелки с плазмовой струей с массивным двольфрамовым катодом и медным анод-соплом, критериального соотношения, которое выражало бы обобщение характеристик,

РЕЦЕНЗИИ 281–282

ДОКЛАДЫ 283–284

КРАТКАЯ ИНФОРМАЦИЯ 284

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621, 013.2 : 621.3.041.32

Bompa, L. : **Das magnetische Feld einer ferromagnetischen Einrichtung ohne Armatur mit auxilier Periodizität.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S. 245–254

Man bestimmt das magnetische Feld einer magnetischen Einrichtung mit der einer Axe entsprechenden Periodizität durch Anwendung der konformen Transformationen. Untersucht werden dabei die Feldlinien, die Felstörke, der Einfluss der Quellenlage auf die Feldstärke an der Oberfläche des Poles sowie die spezifische Induktanz. Zuletzt werden die Versuchsresultate mit den errechneten Ergebnissen verglichen.

DK 621.312.004. 5/6

Dobrescu, D. und *Brill, A.* : **Abakus zur Bestimmung der Parameter bei der Betriebssicherheit elektrotechnischer Erzeugnisse.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S. 254–261

Zur Bestimmung der Parameter der Betriebssicherheit kann man sowohl analytische als auch graphische Methoden anwenden. Vorliegende Arbeit bringt eine operative graphische Methode zur Berechnung dieser Parameter auf Grund der statistischen Versuchsergebnissen oder der jenigen des Betriebs.

Dargelegt werden die theoretischen Beweise, die mit dem Digitalrechner ODRA 1013 aufgestellten Arbeitstabellen sowie zwei Zahlenbeispiele aus dem Gebiet des Lastenaufzugsystems.

DK 621.313.333 – 585

Răduf, C. : **Kollektorlose Asynchronmotoren mit veränderlicher Geschwindigkeit.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S 261–271

Dargestellt wird der jetzige Stand und die bisher bekannten Lösungen zur Schaffung von kollektorlosen Asynchronmotoren mit veränderlicher Geschwindigkeit oder Regelung der Tourenzahl. Besonders eingehend behandelt man die Lösungen bzgl. Kurzschlussmotoren bei konstanter Netzfrequenz, sowie es praktisch meistens vorkommt. Dargelegt wird das Modulationsprinzip der Feldamplitude und das Prinzip der Phasenmodulation. Man untersucht kritisch die Möglichkeiten, die der Asynchronmotor bei Antrieben mit veränderlichen Gesehwindigkeiten bietet.

DK 621.312 : 621.357.65 : 621.389

Grünwald E. : **Elektrolyten auf der Basis von Fluoberaten zum Niederschlagen der Metalle bei der Herstellung der Druckschaltungen.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S. 272–274

Man behandelt die Aufgabe der Metallniederschläge in fluoborischen Bädern zur Herstellung von Druckschaltungen durch Verwendung der gebräuchlisten Metalle, vie : Pb, Sn, Fe, In, Cd, Cu, Ni,

DK 538.632 : 621. 317.42

Fränkel, D.: **Eine neue Möglichkeit zur Liniarisierung der Hall – Sonde.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S. 274–278

Es wird eine neue Liniarisierungsmethode der Hall – Sondecharakteristik gezeigt für den Fall dass das Eingangsignal Spannung und für den Fall dass dieses Signal elektrischer Strom ist.

Die vorgeschlagene Methode erweist den Vorteil, die Empfindlichkeit nicht zu reduzieren und denjeningen der Temperaturunabhängigkeit, worbei die erhaltene Liniarisierung derjenigen, die durch die bisher bekannten Methoden erreicht wurde, ebenbürtig ist.

Aus der forschungsarbeit

DK 537.525.6 : 662.59

Nachman, M. und *Gheorghiu, A.* : **Bezüglich der verallgemeinertem elektrischen Charakteristik der Brenner mit Plasmastrahl.**

Electrotehnica **16**, H. 7, Juli 1968, S. 279–280

Für einen Brenner mit Plasmastrahl, mit massiver Wolframkathode und kupferner Anodendüse wird die Anwendung einer kriteriellen Beziehung, die eine Verallgemeinerung der Charakteristik darstellen soll, untersucht.

BUCHBESPRECHUNGEN 281–282
REFERATE 283–284
KURZNACHRICHTEN 284

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR ★ DOKUMENTÁCIÓS OSZTÁLY 1983

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 7 București, iulie 1968

Cîmpul magnetic al unui dispozitiv feromagnetic fără armătură, cu periodicitate axială

Lucian Bompa * — Brașov

CZ 621.013.2 : 621.3.041.34

1. Introducere

În studiul cîmpului mașinilor electrice se folosește adesea aproximația desfășurării liniare a mașinii, deoarece influența curburii indusului, respectiv a inductorului, se dovedește a fi neglijabilă.

Se ajunge astfel la structuri cu periodicitate axială pentru inductor sau indus, structuri care pot fi studiate mai simplu în coordonate carteziene. Dintre problemele care se pun în aceste studii sînt :

— determinarea spectrului cîmpului magnetic și a intensității lui în vederea determinării solicitărilor magnetice, cum și a energiei magnetice ;

— determinarea pe baza calculelor precedente a inductanțelor echivalente ce intervin în schema echivalentă a mașinii ;

— stabilirea influenței dimensiunilor polului, în raport cu pasul de periodicitate, asupra intensității cîmpului, maximelor intensității cîmpului și poziția acestora, cum și asupra scăpărilor magnetice și a inductanței echivalente ;

— studiul precedent pune eventual problema optimizării repartiției cîmpului pentru obținerea unor efecte bine determinate.

De aici reiese importanța problemei care se tratează în cele ce urmează și pentru care s-a considerat un dispozitiv cu poli feromagnetici cu distribuție periodică după o axă. Această structură apare la mașinile electrice după desfășurarea liniară, axa de periodicitate fiind periferia mașinii.

Dispozitivul este schițat în figura 1 și se consideră, în lucrarea de față, că nu are armătură, deea ce ar reveni la studiul cîmpului mașinii fără prezența indusului. Este necesar a se lua în considerare acest caz particular, pentru a urmări apoi influența prezenței indusului asupra cîmpului și asupra celorlalte mărimi care apar în studiu.

La curenții nominali de excitație a inductorului cîmpul care ia naștere fără prezența indusului este foarte mult diminuat și materialul feromagnetic este nesaturat. Acest fapt permite să se considere căderea de tensiune magnetică din fier neglijabilă și deci $\mu_r = \infty$.

De asemenea, nu se va considera influența capetelor transversale ale dispozitivului asupra cîmpului, neglijînd efectul de capăt în cazul studiului mașinii electrice.

2. Calculul cîmpului magnetic

2.1. Determinarea transformării conforme. Cu ipotezele de la punctul precedent, cîmpul în cazul dispozitivului din figura 1 se reduce la un cîmp plan paralel cu periodicitate de-a lungul axei de aliniere a polilor.

Studiul cîmpului s-ar putea face prin mai multe metode, dintre care în situația de față este avantajoasă metoda funcțiilor analitice.

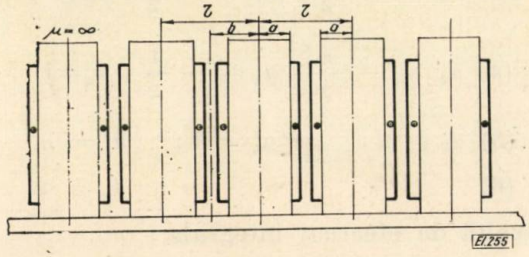


Fig. 1. Dispozitiv cu poli feromagnetici, fără armătură și cu periodicitate axială.

Deoarece cîmpul nu este practic influențat, peste o anumită înălțime a polului, de valoarea acesteia, se simplifică mult tratarea, considerînd polul de înălțime infinită. Cu aceasta, domeniul de studiu al cîmpului este cel arătat în figura 2. Acest domeniu se repetă identic cu condiții identice de-a lungul axei ox.

* Ing. *L. Bompa* este șef de lucrări la catedra de electrotehnică din Institutul politehnic — Brașov.

În continuare se determină cîmpul în domeniul de mai sus, considerînd o repartiție dată a surselor. Repartiția reală a surselor este volumetrică, iar o repartiție mai apropiată de aceasta ar fi cea superficială.

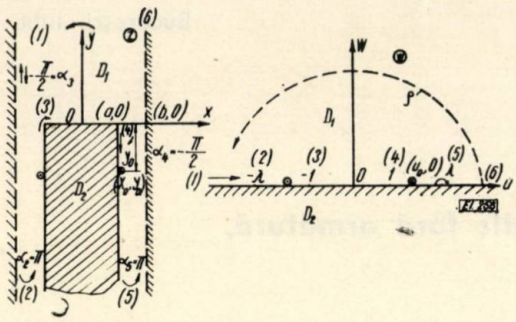


Fig. 2. Domeniul de studiat, în planul z și în planul w.

S-ar putea deci considera cîteva distribuții superficiale care ar aproxima bine distribuția reală, însă așa cum se va dovedi din acest studiu, poziția curenților de-a lungul polului nu influențează esențial repartiția și intensitatea cîmpului. De aceea se vor considera sursele ca fiind concentrate într-o spiră filiformă.

Deoarece, cum s-a precizat, $\mu = \infty$ și deci cîmpul în domeniul D_2 este nul, rămîne deci să se determine cîmpul în domeniul D_1. Acest domeniu din planul z se poate transforma în semiplanul superior din planul w, utilizînd transformata Schwartz-Christoffel:

$$\frac{dz}{dw} = A \prod_{k=1}^{n} (w - \lambda_k)^{-\mu_k} \quad \text{cu } \mu_k = \frac{\alpha_k}{\pi}. \tag{1}$$

Urmărind conturul din planul z avem: în vîrful:

(1) $u_1 = \infty$

(2) $\alpha_2 = \pi$; $\mu_2 = 1$; $u_2 = -\lambda$

(3) $\alpha_3 = -\frac{\pi}{2}$; $\mu_3 = -\frac{1}{2}$; $u_3 = -1$

(4) $\alpha_4 = -\frac{\pi}{2}$; $\mu_4 = -\frac{1}{2}$; $u_4 = 1$

(5) $\alpha_5 = \pi$; $\mu_5 = 1$; $u_5 = \lambda$

(6) $u_6 = \infty$

Rezultă de efectuat integrala:

$$z = A \int_0^w \frac{\sqrt{w^2 - 1}}{w^2 - \lambda^2}\, dw + B = A \int_0^w \frac{dw}{\sqrt{w^2 - 1}} + A(\lambda^2 - 1) \int_0^w \frac{dw}{(w^2 - \lambda^2)\sqrt{w^2 - 1}} + B. \tag{2}$$

Se face schimbarea de variabilă pentru integrala a doua:

$$t = \frac{w}{\sqrt{w^2 - 1}} \tag{3}$$

și rezultă:

$$z = -jA \arcsin w + A \frac{\sqrt{\lambda^2 - 1}}{2\lambda} \ln \frac{\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 - 1}} - \frac{w}{\sqrt{w^2 - 1}}}{\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 - 1}} + \frac{w}{\sqrt{w^2 - 1}}} + B. \tag{4}$$

Utilizînd identitatea:

$$\arcsin w = -j \ln j (w - \sqrt{w^2 - 1}) = \frac{\pi}{2} - j \ln (w - \sqrt{w^2 - 1}), \tag{5}$$

rezultă:

$$z = A \left[-j \frac{\pi}{2} - \ln (w - \sqrt{w^2 - 1}) + \frac{\sqrt{\lambda^2 - 1}}{2} \ln \frac{\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 - 1}} - \frac{w}{w^2 - 1}}{\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 - 1}} + \frac{w}{\sqrt{w^2 - 1}}} + B. \tag{6}$$

2.2. Determinarea constantelor. Determinarea constantelor se va face urmărind corespondența dintre cele două plane. Astfel trecerea din vîrful (6) în (1) în planul z se face printr-un arc de cerc de rază infinită, iar în planul w prin semicercul de rază, de asemenea, infinită. Deci: (6) → (1) în planul z corespunde la o variație $-2b$, iar (6) → (1) în planul w corespunde la o variație $jA\pi$ *):

$$-2b = jA\pi; \quad A = j\frac{2b}{\pi}. \tag{7}$$

Pentru determinarea parametrului λ se aplica teorema semireziduurilor la vîrful(5). Rezultă:

în planul z o variație de $b - a$;

în planul w corespunde la trecerea în jurul punctului λ pe un semicerc de rază ce tinde spre zero. Deci ținînd seamă de sensul de trecere:

$$A \int_{\lambda - 0}^{\lambda + 0} \frac{\sqrt{w^2 - 1}}{\sqrt{w^2 - \lambda^2}}\, dw = -j\pi \sum \text{Rezid} = -j\pi A \frac{\sqrt{\lambda^2 - 1}}{2\lambda}$$

sau:

$$\frac{\sqrt{\lambda^2 - 1}}{\lambda} = \frac{b - a}{b}, \tag{8}$$

*) $w = \rho e^{j\varphi}$; $dw = j\rho e^{j\varphi}$ ($\rho = \text{const.}$).

$$\lim_{\rho \to \infty} A \int_0^w \frac{\sqrt{w^2 - 1}}{w^2 - \lambda^2}\, dw = jA \int_0^{\pi} d\varphi = jA\pi.$$

respectiv :

$$\lambda = \frac{b}{\sqrt{a\,(2b-a)}}. \qquad (9)$$

În sfîrșit, determinarea constantei B se va face prin corespondența vîrfului (4) în cele două plane : $z = a$; $w = 1$. Deci :

$$a = -\,\mathrm{j}\left(\mathrm{j}\frac{2b}{\pi}\right)\arcsin 1 + \mathrm{j}\,\frac{2b}{\pi}\cdot\frac{b-a}{2b}\ln(-1) +$$

$$+ B = b - (b-a) + B \to B = 0. \qquad (10)$$

Cu valorile constantelor, transformarea conformă se scrie :

$$z = b\left[1 - \mathrm{j}\frac{2}{\pi}\ln\left(w - \sqrt{w^2-1}\right)\right] +$$

$$+\,\mathrm{j}\,\frac{b-a}{\pi}\ln\frac{\dfrac{b}{b-a} - \dfrac{w}{\sqrt{w^2-1}}}{\dfrac{b}{b-a} + \dfrac{w}{\sqrt{w^2-1}}}. \qquad (11)$$

Scriind coordonatele în valori relative față de lățimea polului și utilizînd notațiile :

$$z' = x' + \mathrm{j}\,y' = \frac{x}{a} + \mathrm{j}\,\frac{y}{a} \text{ și } b' = \frac{b}{a}, \qquad (12)$$

se obține :

$$z' = b'\left(1 - \mathrm{j}\,\frac{2}{\pi}\ln\left(w - \sqrt{w^2-1}\right) +\right.$$

$$+\,\mathrm{j}\,\frac{b'-1}{\pi}\ln\frac{\dfrac{b'}{b'-1} - \dfrac{w}{\sqrt{w^2-1}}}{\dfrac{b'}{b'-1} + \dfrac{w}{\sqrt{w^2-1}}}. \qquad (13)$$

2.3. Potențialul și cîmpul complex. Potențialul complex al cîmpului magnetic dat de conductorul filiform, plasat în punctul (u_0, 0) în planul w și străbătut de curentul I, este [1], [2] :

$$W = U + \mathrm{j}\,V = \frac{I}{\pi}\ln\frac{u_0 + w}{u_0 - w}, \qquad (14)$$

în care :

U = const. reprezintă liniile de cîmp ;

V = const. — liniile echipotențiale.

În domeniul D_1 cîmpul magnetic se poate exprima printr-un cîmp de gradienți, astfel :

$$\dot{H} = \operatorname{grad} V = \frac{\partial V}{\partial x} + \mathrm{j}\,\frac{\partial V}{\partial y} =$$

$$= H_x + \mathrm{j}\,H_y \text{ sau } -\dot{H}^* = \mathrm{j}\,\frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}z}. \qquad (15)$$

Se constată că avem trei planuri (fig. 3) și că pentru liniile V = const. și U = const. în planul potențialului se obțin cercuri ortogonale în planul w, respectiv spectrul cîmpului în planul z.

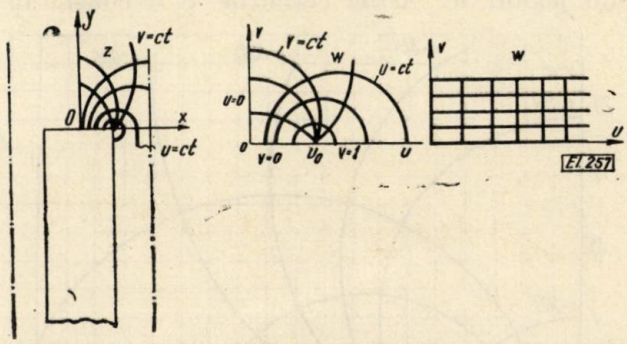


Fig. 3. Corespondența liniilor potențialului complex în cele trei planuri : z, w și W.

Pentru obținerea derivatei în (15) se utilizează transformarea intermediară găsită (13) sau direct (2) :

$$\frac{\mathrm{d}W}{dz} = \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}w}\,\frac{1}{\dfrac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}w}} = \frac{2\,Iu_0}{\pi(u_0^2 - w^2)}\cdot\frac{w^2-\lambda^2}{A\sqrt{w^2-1}} =$$

$$= -\,\mathrm{j}\,\frac{Iu_0}{b}\,\frac{w^2-\lambda^2}{\sqrt{w^2-1}}\cdot\frac{1}{u_0^2 - w^2}. \qquad (16)$$

Expresia cîmpului complex devine :

$$\dot{H}^* = \frac{I}{b}\,\frac{w^2-\lambda^2}{\sqrt{w^2-1}}\cdot\frac{u_0}{u_0^2 - w^2}. \qquad (17)$$

Cîmpul în valori relative față de dimensiunea polului și față de surse este :

$$\dot{H}_r^* = \frac{\dot{H}^*}{I}\,a = \frac{w^2-\lambda^2}{b'\sqrt{w^2-1}}\cdot\frac{u_0}{u_0^2 - w^2};$$

$$\dot{H}_r = \dot{H}'_x + \mathrm{j}\,\dot{H}'_y. \qquad (18)$$

Inducția magnetică, în gaussi, este :

$$\dot{B} = \mu_0\,\dot{H}\cdot 10^4 = 10^4\cdot\mu_0\cdot\dot{H}_r\cdot\frac{I}{a} =$$

$$= 4\pi\cdot 10^{-3}\cdot\frac{I}{a}\,\dot{H}_r. \qquad (19)$$

Se constată că la jumătatea dreaptă a domeniului D_1 corespunde în planul w cadranul I și în planul potențialului complex W corespunde semibenzii orizontale, de lățime I.

2.4. Spectrul cîmpului. Studiul liniilor de cîmp se va face trasînd liniile de U = const. și V = const. în planul z. Deoarece funcțiile nu se pot explicita ($z = f(w)$), calculele sînt laborioase. S-a adoptat următoarea metodă :

— se trasează curbele U = const. și V = const. în planul w, care sînt cercuri ortogonale ;

— se construiesc rețele auxiliare pentru trecerea de la planul w la planul z ;

— se calculează cu transformata (13) valorile corespunzătoare din planul z, utilizînd rețelele auxiliare.

Calculul s-a făcut pentru $I = 1\,000$ Asp și pentru valorile relative.

Cu relația (14) se trasează cercurile ortogonale din planul w. Astfel cercurile $U = \text{const.}$ au

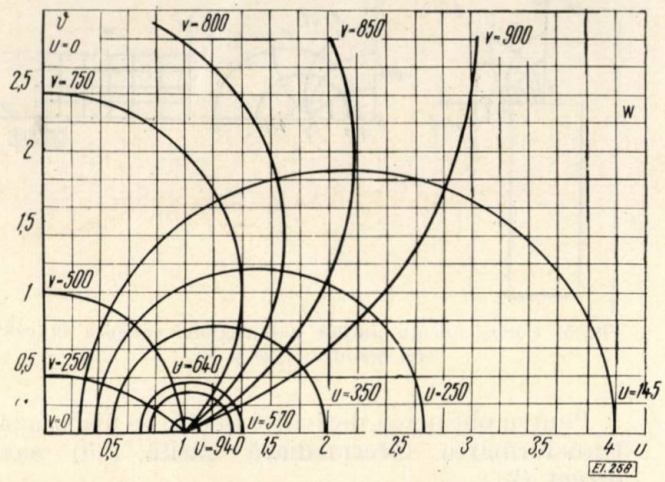


Fig. 4. Reprezentarea funcției analitice $W = U + jV = \frac{I}{\pi} \ln \frac{u_0 + w}{u_0 - w} = \text{const.}$ pentru $I = 1\,000$ Asp; $u_0 = 1$ și $w = u + jv$.

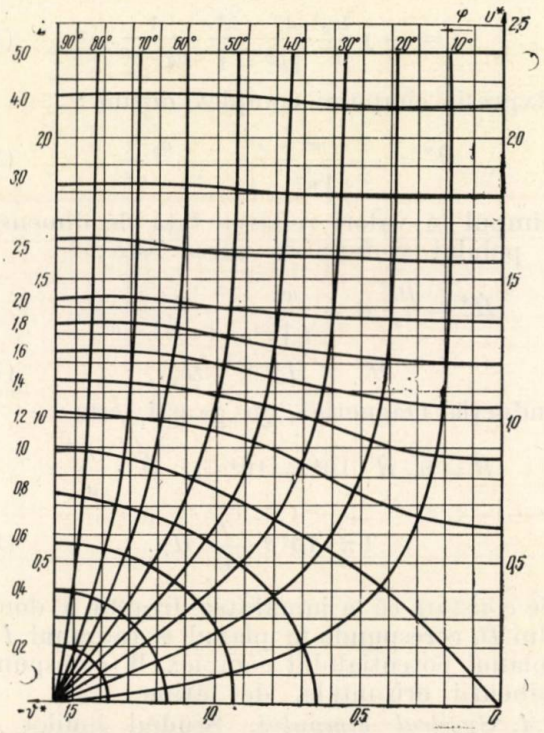


Fig. 5. Reprezentarea transformării $w^* = \ln (w - \sqrt{w^2 - 1})$ pentru $w = \rho e^{j\varphi}$ și $\varphi = \text{const.}$, $\rho = \text{const.}$

centrele pe dreapta $v = 0$, iar punctele de intersecție ale cercului cu axa sînt date de relațiile [4]:

$$u_1 = u_0 \, t\,h \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V}{I}; \tag{20}$$

$$u_2 = \frac{u_0^2}{u_1}. \tag{21}$$

Deci diametrul cercurilor $U = \text{const.}$ este $u_1 - u_2$, iar centrul cercurilor,

$$u = (u_1 + u_2) \cdot \frac{1}{2}. \tag{22}$$

Cercurile $V = \text{const.}$ au centrele pe axa $u = 0$ și trec prin punctul $w = u_0$, iar raza cercului este dată de relația [4]:

$$R = \frac{u_0}{\sin \pi \dfrac{V}{I}}. \tag{23}$$

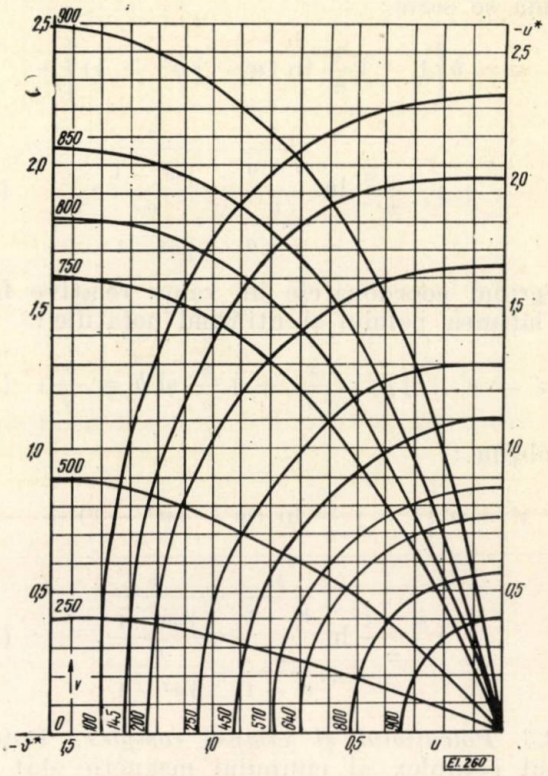


Fig. 6. Reprezentarea transformării $w^* = \ln (w - \sqrt{w^2 - 1})$, în care $U + jV = \frac{I}{\pi} \ln \frac{u_0 + w}{u_0 - w} = \text{const.}$; pentru $I = 1\,000$ Asp și $u_0 = 1$.

În figura 4 sînt trasate curbele $U = \text{const.}$ și $V = \text{const.}$ pentru $u_0 = 1$ și $I = 1\,000$ Asp.

În continuare se construiește rețeaua auxiliară dată de relația:

$$w^* = \ln (w - \sqrt{w^2 - 1}) \tag{24}$$

pentru rețeaua de curbe din planul w dată de:

$$w = \rho e^{j\varphi}, \ \rho = \text{const. și } \varphi = \text{const.} \tag{25}$$

Rețeaua (25) din planul w este reprezentată în planul w^* din figura 5. În figura 6 este trasată rețeaua (24) pentru liniile de potențial constant ($U = \text{const.}$ și $V = \text{const.}$).

Se trasează apoi spectrul liniilor de cîmp pentru cîteva cazuri particulare. Astfel, pentru $b' = 1$, $b = a$, relația (13) devine:

$$z' = 1 - \mathrm{j}\frac{2}{\pi}\ln\left(w - \sqrt{w^2 - 1}\right). \qquad (26)$$

Folosind rețeaua auxiliară din figura 6, se construiește spectrul cîmpului trasat în figura 7.

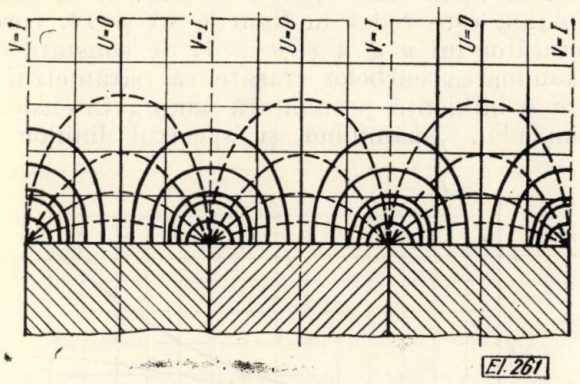


Fig. 7. Spectrul cîmpului magnetic pentru $b = a$ sau $b' = 1$ și $u_0 = 1$.

Relația (13) pentru $b' = 3{,}4$ dă spectrul cîmpului trasat în figura 8. Se constată că o parte din fluxul magnetic se întoarce pe latura aceluiași pol, adică, în cazul nostru, liniile de cîmp corespunzătoare lui $U = 570 \div \infty$. Cu cît distanța dintre poli crește, deci b' crește, cu atît acest flux crește și el, astfel că la $b' = \infty$, deci pol izolat, întregul flux se întoarce

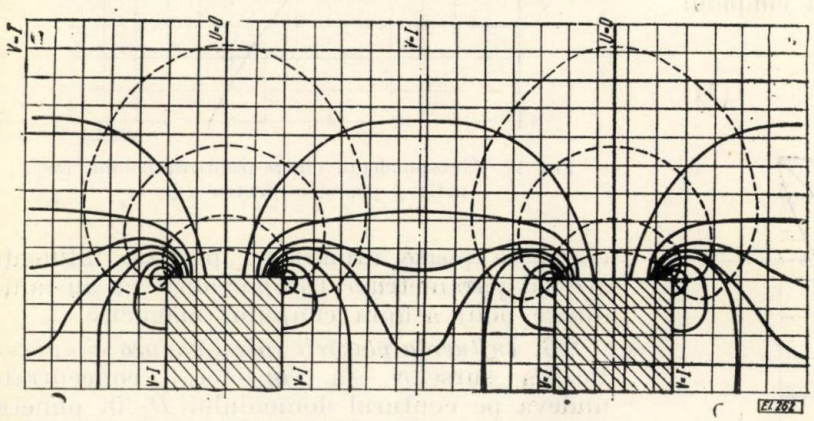


Fig. 8. Spectrul cîmpului magnetic pentru $b' = 3{,}4$ și $u_0 = 1$.

pe fața laterală a polului. La $b' = 1$ întregul flux trece spre polii alăturați, fluxul de scăpări fiind zero.

Pentru $b' = \infty$, deci cazul polului izolat, transformarea conformă se determină fie ridicînd nedeterminarea din relația (13), fie reconsiderînd transformarea Schwartz-Christoffel. În cazul: $b' = \infty$, $\lambda = \infty$ și deci:

$$\frac{\mathrm{d}z}{\mathrm{d}w} = A\sqrt{w^2 - 1}; \quad z = \mathrm{j}\frac{A}{2}(\arcsin w + w\sqrt{1 - w^2}) + B. \qquad (27)$$

Scriind corespondența:

$$z = \pm a; \quad w = \pm 1, \qquad (28)$$

se obține:

$$z = a\left[1 - \mathrm{j}\frac{2}{\pi}\ln\left(w - \sqrt{w^2 - 1}\right) + \frac{2}{\pi}w\sqrt{1 - w^2}\right]. \qquad (29)$$

Pentru valori relative:

$$z' = 1 - \mathrm{j}\frac{2}{\pi}\ln\left(w - \sqrt{w^2 - 1}\right) + \frac{2}{\pi}w\sqrt{1 - w^2}. \qquad (30)$$

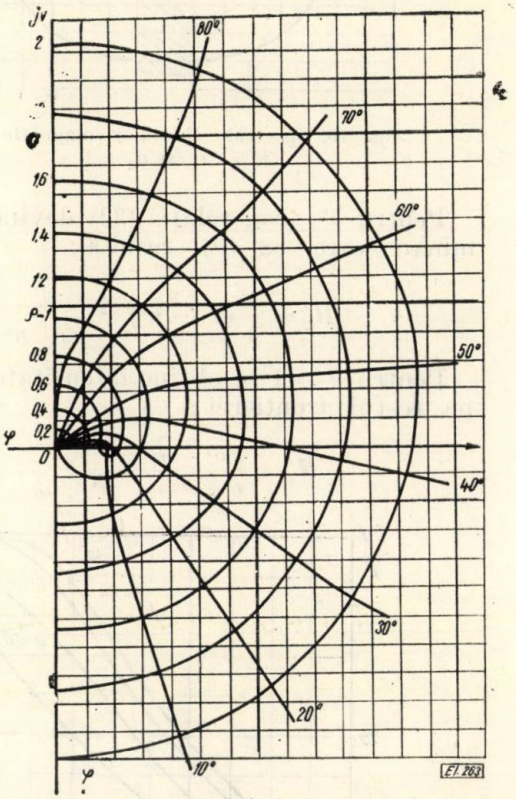


Fig. 9. Reprezentarea transformării $\zeta = \frac{2}{\pi} w\sqrt{1 - w^2}$ pentru $w = \rho e^{\mathrm{j}\varphi}$, $\rho = \text{const.}$ și $\varphi = \text{const.}$

Utilizînd rețelele auxiliare din figura 5 și rețeaua auxiliară din figura 9 construită cu relația:

$$\zeta = \frac{2}{\pi} w\sqrt{1 - w^2}, \qquad (31)$$

se obține spectrul cîmpului trasat în figura 10.

2.5. Studiul intensității cîmpului. În acest paragraf se va studia intensitatea cîmpului pe

frontiera domeniului D_1. În baza simetriei față de axa oy se va studia componenta H'_y pentru $y = 0$ și $x = 0 \div a$, respectiv H'_x pentru axa $x = a$, $y = 0 \div -\infty$ și $x = b$, $y = -\infty \div -\infty$. Cu relația (17) se obține:

$$\dot{H}'_y = \frac{1}{b'} \frac{\lambda^2 - u^2}{\sqrt{1 - u^2}} \frac{u_0}{u_0^2 - u^2}, \text{ pentru } w = u \leqslant 1. \quad (32)$$

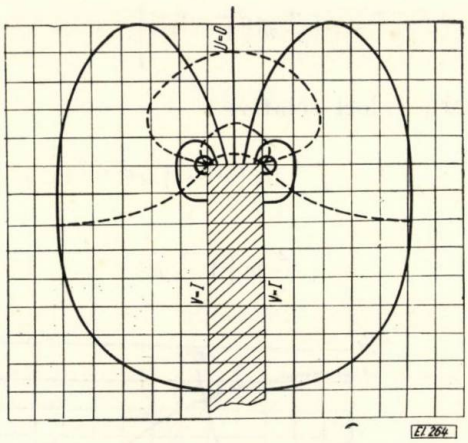


Fig. 10. Spectrul cîmpului magnetic pentru $b' = \infty$ și $u_0 = 1$.

Pentru $b' \to \infty$, relația (32) devine o nedeterminare care, cu (9), rezultă:

$$\dot{H}'_y = \frac{1}{2} (1 - u^2)^{-\frac{1}{2}} \frac{u_0}{u_0^2 - u^2}. \quad (33)$$

Pentru $u \geqslant 1$ se obține intensitatea cîmpului pe restul frontierei:

$$H'_x = \frac{u^2 - \lambda^2}{b' \sqrt{u^2 - 1}} \frac{u_0}{u^2 - u_0^2}. \quad (34)$$

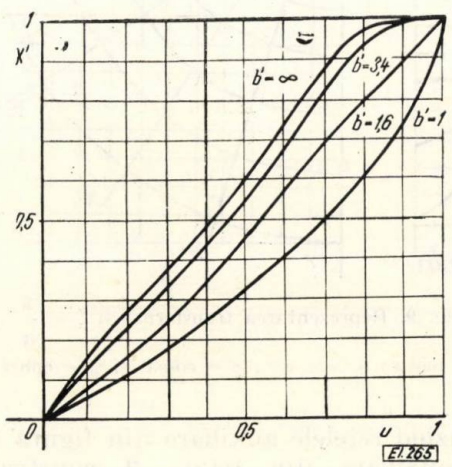


Fig. 11. Corespondența dintre frontiera polului magnetic și planul w pentru $0 \leqslant u \leqslant 1$.

Pentru $b' \to \infty$, ridicînd nedeterminarea, cu (9), se obține:

$$H'_x = \frac{1}{2} \frac{u_0}{(u_0^2 - u^2)\sqrt{u^2 - 1}}. \quad (35)$$

Calculele sînt făcute pentru următoarele valori: $b' = 1$; $b' = 1{,}6$ (cazul pentru care s-a realizat dispozitivul experimental); $b' = 3{,}4$ și $b' = \infty$. Corespondența conturului domeniului D_1 în cele două planuri z și w se calculează cu (13), iar rezultatele sînt concentrate pentru parametrii b' de mai sus, în figurile 11 și 12.

Rezultatul calculelor pentru $u_0 = 1$, adică pentru cazul cînd spira este plasată în colțul polului, este redat în figurile 13 și 14, corespunzător lui $u \leqslant 1$ și $u \geqslant 1$. Se constată din examinarea curbelor trasate că parămetrul b' are o influență pronunțată asupra intensității cîm ului. Examinînd și spectrul liniilor de

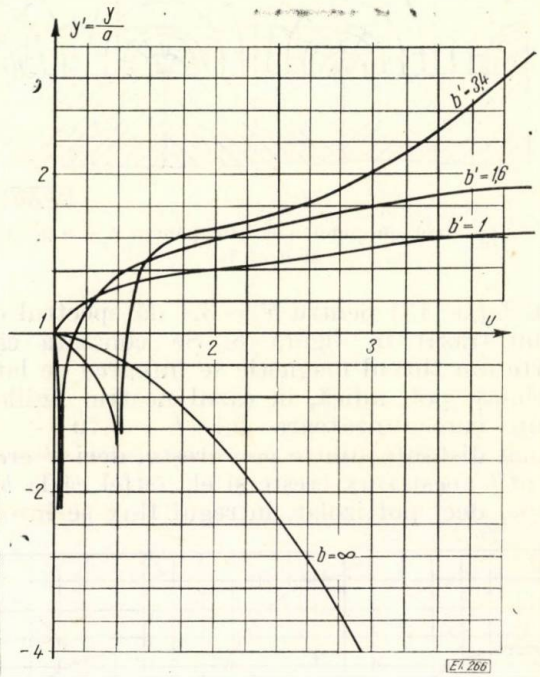


Fig. 12. Corespondența dintre frontiera polului magnetic și planul w pentru $u \geqslant 1$.

cîmp, se poate urmări cu precizie influența acestui parametru b' (proporțional cu distanța dintre poli) asupra cîmpului magnetic.

2.6. Influența plasării spirei asupra cîmpului. Poziția surselor s-a considerat concentrată undeva pe conturul domeniului D_1 în punctul (x_0, y_0) care corespunde în planul w la punctul $(u_0, 0)$ (fig. 2). Pentru a studia influența poziției sursei, se calculează intensitatea cîmpului pe frontiera domeniului pentru $b' = 1{,}6$ ($\lambda = 1{,}04$) și la $u_0 = 1$; 1,04; 1,08; 1,13 ($x' = 1{,}6$; $y = 0$).

Din examinarea curbelor trasate în figura 15 se constată că intensitatea cîmpului la mijlocul polului se modifică procentual o dată cu deplasarea spirei din colțul polului ($x'_0 = 1$; $y' = 0$ la $x'_0 = 1$; $y' = -\infty$, cu valoarea:

$$\varepsilon = \frac{0{,}73 - 0{,}68}{0{,}63} 100 = 7\%. \quad (36$$

Rezultă deci că, poziția spirei de-a lungul polului, nu are o influență esențială. Pentru reprezentarea grafică a relației (34) și (35) se vor determina extremele acestor funcții:

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}u}\left(\frac{u^2-\lambda^2}{\sqrt{u^2-1}}\cdot\frac{1}{u_0^2-u^2}\right)=0;$$

$$u_{(\substack{max\\min})}=$$

$$=\frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{3\lambda^2-u_0^2\pm\sqrt{(3\lambda^2-u_0^2)^2-4[u_0^2(\lambda^2-2)+2\lambda^2]}}; \quad (37)$$

În figura 16 este trasată intensitatea cîmpului H'_y funcție de y, pentru $u_0 = 1$ și $u_0 = 1{,}08$ ($y' = -\infty$), iar $b' = 1{,}6$.

De asemenea se constată că deplasarea spirei de-a lungul polului nu influențează esențial intensitatea cîmpului. Influența este sub 7%, după relația (36).

În figura 17 este redată corespondența dintre axa $x' = 0$ din planul z și $u = 0$ din planul w.

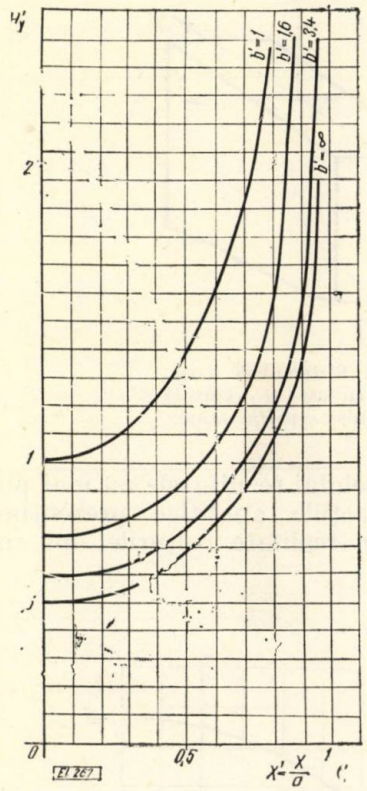


Fig. 13. Influența parametrului b' asupra intensității cîmpului de la suprafața polului $y = 0$.

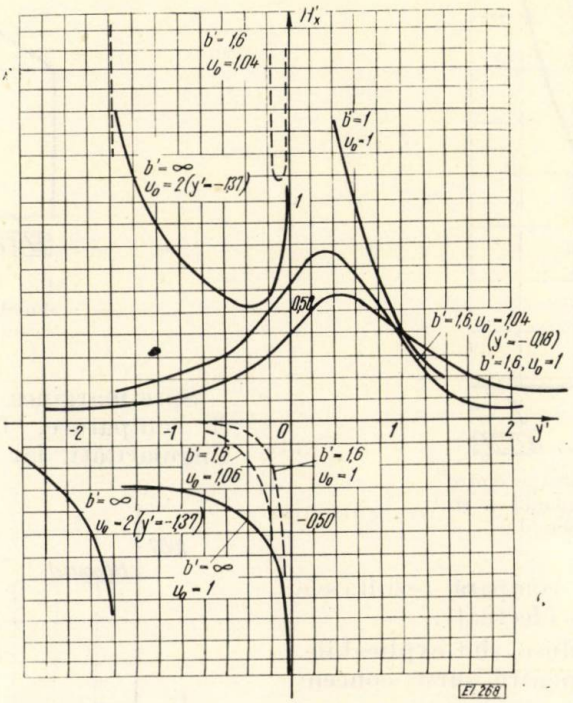


Fig. 14. Influența parametrilor b' și u_0 asupra intensității cîmpului pe frontiera domeniului D_1 (fig. 2) pentru $u > 1$.

Obs. Valorile curbelor întrerupte sînt de zece ori mai mari decît scara indicată.

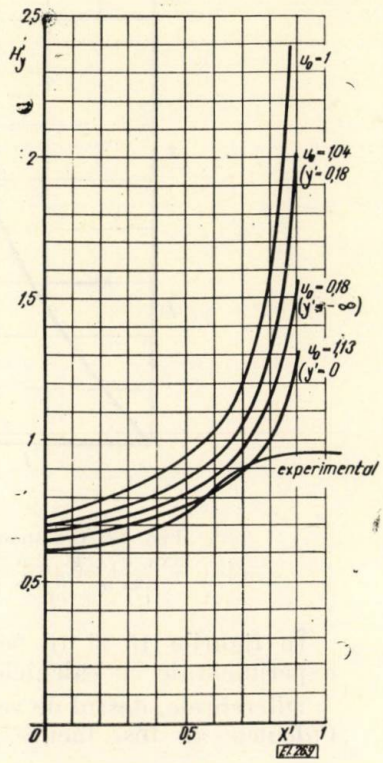


Fig. 15. Influența parametrului u_0 asupra intensității cîmpului de la suprafața polului, pentru $u < 1$ și $b' = 1{,}6$.

pentru:

$$u_0 = 1,$$

$$u_{max} = \sqrt{3\lambda^2 - 2}. \quad (38)$$

Se constată că maximul cîmpului (H'_x) pentru $b' = 1{,}6$ crește și se deplasează de la $y > 0$ spre $y < 0$, cînd spira se deplasează din colțul polului spre baza polului ($y' = -\infty$).

2.7. Variația intensității cîmpului cu y. Pentru acest studiu se utilizează (18), în care pentru $x' = 0$ corespunde, în planul w, $u = 0$. Deci cu $w = \mathrm{j}\,v$ (18) devine:

$$H'_y = \frac{1}{b'}\,\frac{v^2+\lambda^2}{\sqrt{v^2+1}}\cdot\frac{u_0}{v^2+u_0^2}.$$

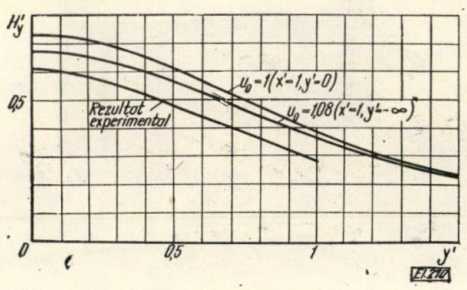


Fig. 16. Influența parametrului u_0 asupra intensității cîmpului pe axa $x' = 0$.

3. Rezultate experimentale

Măsurările experimentale au fost făcute cu dispozitivul din figura 18. Dimensiunile polului sînt: $a = 14$ mm; $b = 22{,}5$ mm; $b' = 1{,}6$.

Lăţimea polului = 110 mm; înălţimea polului = 120 mm; numărul de spire pe pol = 298; curentul nominal, $I_n = 3$ A.

Măsurările au fost efectuate cu ajutorul unui fluxmetru de tip METRA prevăzut cu sondă Hall, folosind scara $0 \div 5\,000$ gauss. Inducţia magnetică a fost măsurată la diferite distanţe de faţa polului. Coordonatele în care s-a încadrat polul sînt redate în figura 19. Rezultatele experimentale sînt trasate grafic în figura 20.

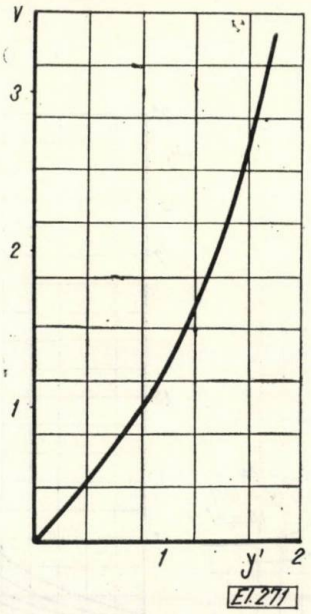


Fig. 17. Corespondenţa dintre axa $x' = 0$ din planul z şi axa $u = 0$ din planul w.

În figurile 15 şi 16 se compară rezultatele experimentale cu calculele efectuate.

Diferenţele, destul de reduse, sînt explicabile. Calculele au fost făcute pentru surse concentrate, în timp ce sursele reale sînt volumetrice. Sînt trasate curbele de calcul pentru cazul cînd spira a fost plasată în colţul polului, la baza polului şi la $x' = 1{,}6$; $y' = 0$. Pentru cazul cînd sursele ar fi plasate la $x' = 1{,}6$ ($x = 22{,}5$); $y' = 0$ ($y = 0$), deci $u_0 = 1{,}13$, diferenţele între valorile calculate şi cele măsurate la mijlocul polului sînt practic neglijabile (fig. 15):

$$\varepsilon = \frac{0{,}645 - 0{,}609}{0{,}645} \cdot 100 = 5{,}60\,\%.$$

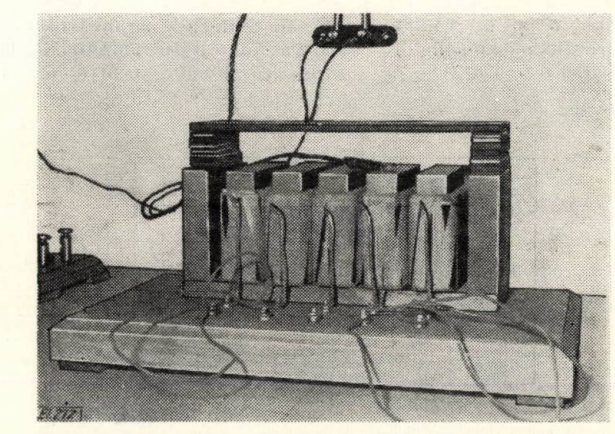


Fig. 18. Dispozitiv magnetic pentru încercări experimentale.

Altă cauză care contribuie la aceste diferenţe este efectul de capăt, dar în zona de mijloc a dispozitivului, în procent redus.

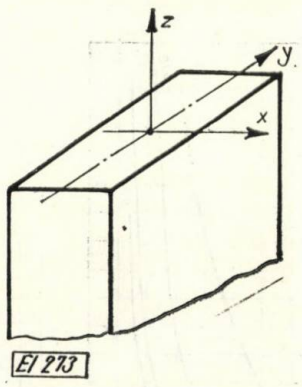


Fig. 19. Sistemul de coordonate cu care se exprimă rezultatele experimentale.

Spre marginea polului rezultatele nu mai pot fi comparate, funcţiile analitice prezentînd singularităţi, iar în realitate colţurile sînt rotunjite. În plus, deşi dimensiunile sondei sînt reduse, $1{,}5 \times 3$ mm, aceasta măsoară doar valorile medii, iar spre marginea polului creşterea intensităţii este foarte accentuată, introducînd erori importante.

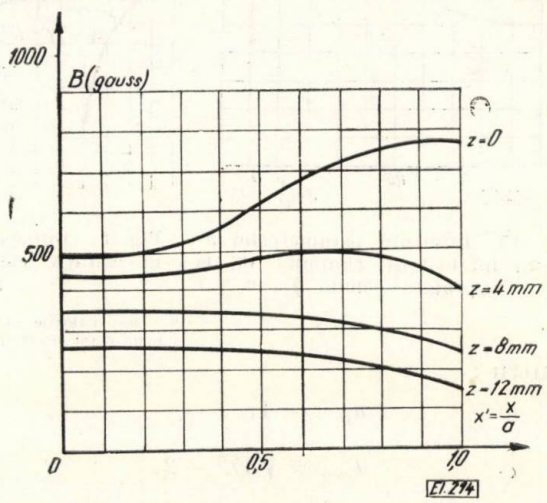


Fig. 20. Rezultate experimentale.

Luînd în considerare şi eroarea aparatelor de măsură ca şi a măsurărilor, se poate afirma că verificarea experimentală a calculelor este foarte bine realizată.

Calculele au fost verificate prin relația ce se deduce din (19) pentru valorile experimentale :

$$B_y = 4\pi \cdot 10^{-3} \cdot \frac{I}{a} \cdot H'_y =$$

$$= 4\pi \cdot 10^{-3} \frac{289 \cdot 3}{14 \cdot 10^{-3}} \cdot H'_y =$$

$$= 0{,}9 \cdot 896 \cdot H'_y = 805 \cdot H'_y, \quad \text{G} \quad (39)$$

$$H'_y = 1{,}24 \cdot 10^{-3} \cdot B_y \quad \text{u.r.} \quad (40)$$

4. Calculul inductanțelor

Determinarea inductanței se va face pentru domeniul D_1 corespunzător pasului polar τ. În acest calcul trebuie să se folosească distribuția volumetrică, sau, la limită, cea superficială, deoarece în cazul surselor filiforme valoarea inductanței devine infinită.

Vom presupune că, în afara surselor, cîmpul este dat de relațiile stabilite în cazul surselor filiforme, iar de-a lungul surselor presupuse a avea distribuția superficială dată în figura

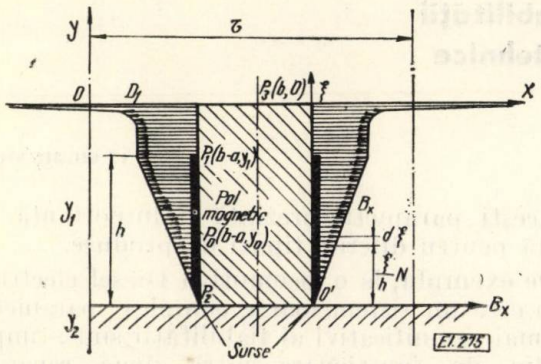


Fig. 21. Explicativă la calculul inductanței.

21, o variație liniară. Întrucît sursele sînt uniform distribuite de-a lungul polului pînă la baza lui, cîmpul variază liniar de la zero la valoarea cîmpului din P_1 dată de sursele presupuse concentrate în P_0 [$b - a$; $y_0 = (y_1 + y_2)/2$]. Calculul se face pentru dispozitivul cu datele de la punctul 3, iar bobina dispozitivului are următoarele dimensiuni după înălțimea polului :

$y'_1 = -0{,}68$; $y'_0 = -3$; $y'_2 = -3{,}9$; $h' = 3{,}22$ (dimensiunile sînt raportate la $a = 14$ mm).

Se separă inductanța totală în două inductanțe (L_1 și L_2), corespunzător fluxului magnetic din afara surselor și celui de-a lungul surselor ($y_1 \div y_2$).

Inductanțele specifice (pe unitate de lungime), sînt :

$$L_{s1} = \frac{2N}{i} \int_{P_2}^{P_1} B_n \, \mathrm{d}l = \frac{2N}{i} \int_{u_3=0}^{u_1} B(u) \, \mathrm{d}u =$$

$$= \frac{2\mu_0 N}{i} (U_1 - U_3) = \frac{2\mu_0 N U_1}{i}. \quad (41)$$

Cu relația (14) se obține :

$$L_{s1} = \frac{2\mu_0 N^2}{\pi} \ln \frac{u_0 + u_1}{u_0 - u_1}. \quad (42)$$

Pentru calculul lui u_0 și u_1 se folosește dezvoltarea în serie, valabilă în jurul unui punct P (1, y'). La y' dat și valori pentru b', la care u_0 și u_1 diferă puțin de λ (condiție realizată pentru dispozitivele practice cu excepția polului izolat), se poate pune :

$$u = \lambda - \alpha. \quad (43)$$

Introducînd notațiile :

$$k_1 = -\frac{2b'}{\pi} \sqrt{2b' - 1} \; ; \quad k_2 = \frac{b' - 1}{\pi};$$

$$k_3 = \frac{\sqrt{2b' - 1}}{2\pi(b' - 1)} [4b' \sqrt{2b' - 1} - 3(b' - 1)], \quad (44)$$

cu relația (13), după dezvoltarea în serie, se obține :

$$z' = 1 - \mathrm{j} \left(k_1 + k_3 \ln \frac{k_2}{\alpha} + k_3 \alpha \right). \quad (45)$$

Cu $k_3 \alpha < |y'|$, avem :

$$\alpha \cong k_2 \, \mathrm{e}^{\frac{y' + k_1}{k_2}}. \quad (46)$$

Folosind (43) și (46), relația (42), devine :

$$L_{s1} = \frac{2\mu_0 N^2}{\pi} \ln \frac{\mathrm{e}^{\frac{\pi}{b' - 1}(y'_1 - y'_0)} + 1}{\mathrm{e}^{\frac{\pi}{b' - 1}(y'_1 - y'_0)} - 1}. \quad (47)$$

Inductanța specifică corespunzătoare cîmpului de-a lungul surselor se calculează ținînd seamă de variația liniară a cîmpului :

$$L_{s2} = \frac{2}{i} \int_0^h \left(N \frac{\xi}{h} \right) \left(B_1 \frac{\xi}{h} \right) \mathrm{d}\xi = \frac{2}{3i} N B_1 h. \quad (48)$$

Cu relația (34), se obține :

$$L_{s2} = \frac{\mu_0 N^2 h'}{3b'} \frac{u_1^2 - \lambda^2}{u_1^2 - u_0^2} \frac{u_0}{\sqrt{u_1^2 - 1}}. \quad (49)$$

Cu relațiile (44), (46) și (9) se obține :

$$L_{s2} =$$

$$= \frac{2\mu_0 N^2 h'}{3} \frac{(\lambda - \alpha_0)\alpha_1}{\lambda(\alpha_1 - \alpha_0) + \alpha_0^2 - \alpha_1^2} \frac{1}{\sqrt{(b' - 1)^2 - 2\lambda\alpha_1(2b' - 1)}}. \quad (50)$$

Cu relațiile (47) și (50) se calculează inductanța specifică $L_s = L_{s1} + L_{s2}$ și se studiază variația acesteia cu parametrul b'.

Se menționează că L_{s1} și L_{s2} se poate calcula și cu relațiile (42) și (49), folosind direct curbele din figurile 11 și 12.

5. Concluzii

Studiul efectuat permite calculul intensității cîmpului magnetic folosind funcțiile analitice. În trasarea spectrului cîmpului, ca și în corespondența dintre planul w și z, se utilizează rețele auxiliare pentru a citi direct valorile lui z la U = const. și V = const. și se construiesc grafice pentru relațiile ce se urmăresc mai dificil prin calcul numeric. S-a calculat intensitatea cîmpului de pe suprafața domeiului D_1 și s-a comparat cu rezultatele experimentale. Din această comparație rezultă că ipotezele simplificatoare admise sînt justificate la dispozitivele practice.

Se studiază influența distanței dintre doi poli (b') asupra intensității cîmpului de la suprafața polului (fig. 13), din care rezultă că intensitatea cîmpului în centrul polului scade de tla 1 ($b' = 1$) la 0,5 ($b' = \infty$).

Se studiază de asemenea influența poziției surselor asupra intensității cîmpului la suprafața polului (fig. 15), din care rezultă că această influență nu este esențială.

În sfîrșit se dau relațiile de calcul pentru inductivitatea specifică.

Bibliografie

[1] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. I și II. București, curs litografiat, 1954.

[2] *Smythe, W. R.* Static and dynamic electricity. New York, McGraw Hill, 1930.

[3] *Durand, E.* Electrostatique, Tom I, II. Paris, Masson, 1964.

[4] *Angot, A.* Compléments de mathématique. Paris, Ed. de la revue d'optique, 1961.

[5] *Morse Feshbach.* Metods of theoretical physics. New York, McGraw, 1953, cap. 4.2 și 10.

Intrat în redacție la 30.XI.1967

Abacă pentru determinarea parametrilor fiabilității (siguranței în funcționare) produselor electrotehnice

Dan Dobrescu și Adriana Brill * — București

CZ 621.312.004.5/6

Aptitudinea unui produs de a îndeplini o funcție cerută, în condiții date, în decursul unui timp dat, poartă denumirea de fiabilitatea sau siguranța sa în funcționare (termeni echivalenți) [8].

Fiabilitatea unui produs poate fi *prezisă* prin calcularea siguranței în funcționare a elementelor componente, poate fi *estimată* pe baza datelor încercărilor de laborator sau din exploatare și poate fi *extrapolată* la durate sau condiții de solicitare diferite pe baza rezultatelor estimării în condiții normale de lucru.

Noțiunea de calitate se referă la totalitatea performanțelor tehnice ale unui produs la timpul inițial de funcționare, iar noțiunea de fiabilitate cuprinde comportarea acestor performanțe în timp. Deci fiabilitatea este mai complexă, incluzînd și sfera calității.

Fiabilitatea se evaluează prin caracteristicile sale numerice — parametri ei — după cum urmează :

— probabilitatea de funcționare fără defecțiuni într-o anumită perioadă de timp dată ;
— intensitatea defecțiunilor ;
— durata medie de viață ;
— timpul mediu de funcționare între două defecțiuni succesive ;
— disponibilitatea.

Acești parametri prezintă o importanță diferită pentru diferite tipuri de produse.

De exemplu, la o locomotivă Diesel electrică, care este un sistem foarte complex, parametrii cei mai semnificativi ai fiabilității sînt : timpul mediu de funcționare între două reparații succesive și disponibilitatea ; la sistemele cu mare răspundere funcțională din domeniul aviației și zborurilor cosmice, interesează probabilitatea de funcționare fără defecțiuni într-o anumită perioadă de timp ; iar la elementele componente (relee, transformatoare, microcontacte, condensatoare, conexiuni etc.) interesează intensitatea defecțiunilor.

Durata medie de viață determină de obicei timpul de înlocuire și interesează în special subansamblele, a căror durată de viață fiind relativ mai mică poate duce la defectarea prematură a sistemului din care fac parte.

Metodele de investigație ale parametrilor fiabilității se bazează pe datele privind defectarea sistemului studiat. Aceste date pot proveni din încercări de laborator normale sau accelerate, sau din constatări ale comportării sistemelor în exploatare.

Prelucrarea analitică a acestor date fiind foarte laborioasă s-au căutat diverse metode grafice, operative care să ușureze aceste operații. In continuare se prezintă o astfel de metodă.

* *D. Dobrescu* este matematician la I.P.A., iar ing. *A. Brill* este cercetător științific la I.C.P.E.

1. Forma generală a funcției de repartiție a apariției defecțiunilor

Pornind de la relația de definiție a intensității de apariție a defecțiunilor :

$$\lambda(t) = \frac{1}{N - n(t)} \cdot \frac{\mathrm{d}n(t)}{\mathrm{d}t} \quad (1)$$

și integrînd această relație, se obține :

$$\int_0^t \lambda(t)\,\mathrm{d}t = -\int_0^t \frac{\mathrm{d}\,[N - n(t)]}{N - n(t)},$$

de unde :

$$\ln \frac{N - n(t)}{N} = -\int_0^t \lambda(t)\,\mathrm{d}t,$$

$$1 - \frac{n(t)}{N} = \exp\left(-\int_0^t \lambda(x)\,\mathrm{d}x\right). \quad (2)$$

Derivînd în raport cu t relația (2) și ținînd seamă de relația care definește funcția de frecvență a apariției defecțiunilor :

$$f(t) = \frac{1}{N} \cdot \frac{\mathrm{d}n(t)}{\mathrm{d}t}, \quad (3)$$

se obține :

$$f(t) = \lambda(t) \exp\left(-\int_0^t \lambda(x)\,\mathrm{d}x\right). \quad (4)$$

Fie :

$$\eta(t) = \int_0^t \lambda(x)\,\mathrm{d}x, \quad (5)$$

cu :

$$\eta(0) = 0 \text{ și } \eta'(t) = \lambda(t)^{**}. \quad (6)$$

Din relațiile (5) și (6), în relația (4), rezultă că :

$$f(t) = \eta'(t) \exp[-\eta(t)],$$

de unde integrînd, rezultă că :

$$\int_0^t f(t)\,\mathrm{d}t = \int_0^t \eta'(t) \exp[-\mu(t)]\,\mathrm{d}t$$

și ținînd seamă de relația (4), se obține :

$$F(t) = 1 - \exp[-\eta(t)]. \quad (7)$$

Relația (7) dă forma generală a funcției de repartiție care caracterizează măsura cantitativă a posibilității obiective de funcționare corectă a dispozitivului în intervalul de timp $(0,t)$.

În literatura de specialitate [1], [2] se indică o serie de legi de repartiție, ce sînt caracteristice pentru siguranța în funcționare a dispozitivelor electrotehnice.

Această diversitate de legi de repartiție este generată în practică de eroarea cu care se face testarea respectivei legi.

Comparînd relația (7) cu repartițiile cunoscute în literatura de statistică matematică [6], se găsește că numai patru repartiții sînt de tipul dat de relația (7), și anume :

a. *repartiția Weibull* :

$$F(t, \alpha, \beta) = 1 - \exp\left(-\frac{t^\alpha}{\beta}\right), \quad (8)$$

unde α, β sînt constante pozitive ;

b. *repartiția exponențial negativă* :

$$F(t, \beta) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{\beta}\right); \quad (9)$$

c. *repartiția $\varkappa^2$ cu două grade de libertate* :

$$F(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{2}\right); \quad (10)$$

d. *repartiția valorii limită* :

$$F(t, \alpha, \beta) = 1 - \exp(-\alpha \exp(\beta t)). \quad (11)$$

Calculîndu-se pentru fiecare din aceste patru repartiții timpul mediu între defecțiuni, se obține, respectiv :

$$\text{a. } t_m = \frac{\Gamma\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right)}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^{1/\alpha}}, \quad (12)$$

unde $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t}\,\mathrm{d}t$;

$$\text{b. } t_m = \beta ; \quad (13)$$

$$\text{c. } t_m = 2 ; \quad (14)$$

$$\text{d. } t_m = \int_0^\infty \exp[-\alpha \exp(\beta t)]\,\mathrm{d}t. \quad (15)$$

De semnalat :

— Repartiția exponențial negativă se obține din repartiția Weibull pentru $\alpha = 1$.

— Deoarece repartiția $\varkappa^2$ are timpul mediu între defecțiuni foarte mic, timp care nu se poate obține în cazul dispozitivelor electrotehnice, această repartiție poate fi exclusă din considerațiile noastre.

— Modelul de apariție a defecțiunilor care duce la repartiția valorii limită poate fi aplicat, de exemplu, la coroziunea țevilor metalice folosite ca material ușor pentru camera de combustie a motorului reactiv al rachetei [6]. Deoarece studiul nostru se referă la dispozitive electrotehnice, această repartiție poate fi de asemenea exclusă din considerațiile noastre.

---

* $n(t)$ este numărul de dispozitive defecte la momentul t; N — numărul de dispozitive supuse cercetării.

** $\eta'(t) = \frac{\mathrm{d}n(t)}{\mathrm{d}t}$.

Prin urmare toate repartițiile ce caracterizează măsura cantitativă a posibilității obiective de funcționare corectă a dispozitivelor electrotehnice se pot reduce la repartiția Weibull (în particular, repartiția exponențial negativă).

2. Fundamentarea metodei grafice de determinare a parametrilor necunoscuți ai funcțiilor de repartiție Weibull și exponențial negativ

Fie $F(t, \alpha, \beta)$ o familie de funcții de repartiții care depinde de doi parametri α, β, (α, β — necunoscuți).

Graficul repartiției $F(t, \alpha, \beta)$ se poate reprezenta ca o mulțime de puncte (t, p), unde $p = F(t, \alpha, \beta)$.

Ideea de bază a metodei grafice constă în aceea că se face transformarea:

$$t^\circ = h(t); \tag{16}$$

$$p^\circ = \varphi(p), \tag{17}$$

astfel încît în planul (t°, p°), graficul repartiției $F(t, \alpha, \beta)$ să fie dreapta:

$$p^\circ = \psi(\alpha, \beta)\, t' + \mu(\alpha, \beta).$$

Dacă o astfel de transformare (16), (17) există, atunci orice funcție de repartiție din familia $F(t, \alpha, \beta)$ poate fi reprezentată sub forma dreptei:

$$F(t, \alpha, \beta) = \psi(\alpha, \beta)\, h(t) + \mu(\alpha, \beta). \tag{18}$$

Rezultatul (18) poate fi folosit pentru evaluarea parametrilor α, β. Fie N numărul dispozitivelor supuse cercetării experimentale. Cu rezultatele obținute în urma verificării experimentale se calculează funcția empirică de repartiție $F_N(t)$, procedîndu-le așa cum se va indica în § 3.

Din legea numerelor mari [3] se știe că funcția empirică $F_N(t)$ pentru N mare este aproximată de funcția teoretică $F(t, \alpha, \beta)$.

După trasarea graficului (t°, p_N^0), unde $t^\circ = h(t)$ și $p_N^0 = \varphi(F_N(t))$, se va aproxima cu ajutorul liniei de tangență panta k și termenul liber b al dreptei (18) și asimilîndu-le cu valorile teoretice, se obține sistemul de ecuații:

$$k = \psi(\alpha, \beta); \; b = \mu(\alpha, \beta), \tag{19}$$

din care se găsește evaluarea valorilor necunoscute ale parametrilor α și β.

Fie în particular $F(t, \alpha, \beta)$ o familie de repartiții Weibull, atunci:

$$\log\log\frac{1}{1 - F(t, \alpha, \beta)} = \alpha \log t - \log\beta + \log\log e. \tag{20}$$

Comparînd relațiile (18) și 20), rezultă că transformarea (16) — (17) este dată de relațiile:

$$p^\circ = \varphi(p) = \log\log\frac{1}{1-p}; \tag{21}$$

$$t^\circ = h(t) = \log t, \tag{22}$$

iar:

$$\psi(\alpha, \beta) = \alpha$$

$$\mu(\alpha, \beta) = -\log\beta + \log\log e. \tag{23}$$

Din relațiile (19) și (23) rezultă:

$$k = \alpha;$$

$$b = \log\log e - \log\beta. \tag{24}$$

Reprezentînd în figura 1 dreapta (20), se obțin grafic parametrii căutați, astfel:

$$\alpha = \operatorname{tg}\delta;$$

$$\log\beta = \log\log e - \overline{OA}. \tag{25}$$

În cazul particular al legii exponențial negative ($\alpha = 1$) se găsește $\delta = 45^\circ$ și $\log\beta = \log\log e - \overline{OA}$.

Dacă:

— dreapta obținută este perpendiculară pe axa $\log t$ ($\delta = 90^\circ$), rezultă că $\alpha = \infty$, atunci:

$$F(t) = 1,$$

adică dispozitivul este sigur defect în orice moment de timp ales;

— dreapta obținută este paralelă cu axa $\log t$ ($\delta = 180^\circ$), rezultă că $\alpha = 0$, atunci:

$$F(t) = 1 - \exp\left(-\frac{1}{\beta}\right),$$

adică dispozitivul are aceeași probabilitate de defectare în orice moment de timp.

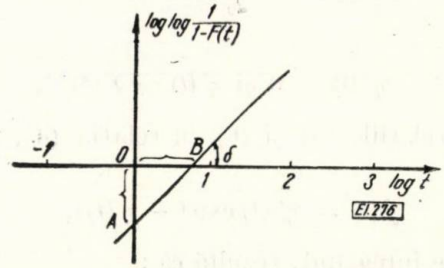


Fig. 1. Reprezentarea grafică a relației (20).

Exceptînd cele două cazuri limită arătate, relația (25) (fig. 1) se scrie:

$$\alpha = \operatorname{tg}\delta;$$

$$\log\beta = \overline{OB}\,\alpha - 0{,}3623. \tag{25'}$$

3. Determinarea funcției empirice de repartiție a apariției defecțiunilor — $F_N(t)$

Determinarea parametrilor căutați se poate face cu ajutorul a trei tipuri de planuri de încercări, și anume:

a. planul (N, r), unde experimentarea se încheie în momentul în care au ieșit din funcționare r din cele N dispozitive supuse experimentării;

b. planul (N, T), unde experimentarea se încheie după scurgerea a T ore de la începerea experimentării;

c. planul [N (r, T)], unde experimentarea se încheie la momentul T, dacă $n(T) < r$, sau la momentul t_r [$n(t_r) = r$], dacă $t_r < T$.

Dacă experimentarea s-a făcut după respectiv unul din planurile de tipul a, b, c, atunci cu ajutorul datelor rezultate din experimetare, rezultă că funcția empirică de repartiție $F_N(t)$, se definește pe porțiunile specificate, după cum urmează:

$$F_N(t) = \frac{n(t)}{N}, \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant t_r, \qquad (26)$$

în planul (N, r);

$$F_N(t) = \frac{n(t)}{N}, \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant T, \qquad (27)$$

în planul (N, T);

$$F_N(t) = \frac{n(t)}{N}, \text{ pentru } 0 \leqslant t \leqslant \min(t_r, T), \qquad (28)$$

în planul [N (r, T)].

4. Abacă pentru determinarea intensității defecțiunilor și timpului mediu între defecțiuni cu ajutorul rezultatelor obținute în urma experimentărilor

În figura 2 se prezintă o astfel de abacă, a cărei fundamentare a realizării s-a făcut în § 2.

Abaca propusă se utilizează în felul următor:

a. În raport de planul de încercare ales, cu ajutorul relațiilor (26) — (28) se calculează $F_N(t)$ și din tabela 1 se ia valoarea $\log \log \frac{1}{1 - F_N(t)}$.

b. Datele astfel obținute se trasează în planul $\left[\log t, \log \log \frac{1}{1 - F_N(t)}\right]$ și se unesc în mod consecutiv, obținîndu-se o curbă C.

c_1. Dacă punctele curbei C se dispun aproximativ în jurul unei drepte C_0, atunci se procedează ca la punctul d. (partea a II-a a exemplului 1).

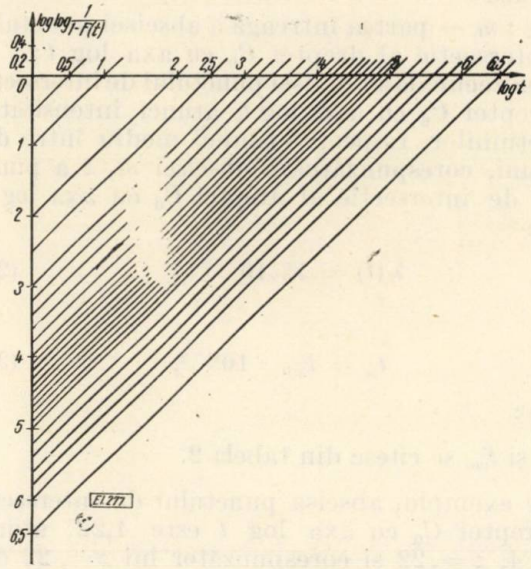


Fig. 2. — Abacă pentru determinarea intensității defecțiunilor și a timpului mediu dintre defecțiuni.

c_2. Dacă punctele curbei C nu se dispun aproximativ în jurul unei drepte, atunci se procedează ca la punctul d. (prima parte a exemplelor 1, 2).

d_1. Dacă unghiul format de dreapta C_0 cu direcția pozitivă a axei $\log t$ este cuprins între 40 și 50°, atunci pentru determinarea in-

Funcția log log $\frac{1}{1 - F(t)}$ *Tabela 1*

$F(t)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	—	−2,360	−2,056	−1,878	−1,751	−1,652	−1,570	−1,501	−1,441	−1,387
0,1	−1,339	−1,215	−1,255	−1,218	−1,183	−1,151	−1,120	−1,901	−1,064	−1,038
0,2	−1,013	−0,989	−0,966	−0,944	−0,923	−0,902	−0,883	−0,864	−0,845	−0,827
0,3	−0,809	−0,792	−0,776	−0,759	−0,744	−0,727	−0,712	−0,697	−0,682	−0,668
0,4	−0,653	−0,639	−0,626	−0,612	−0,598	−0,585	−0,572	−0,559	−0,546	−0,533
0,5	-0,521	−0,503	−0,496	−0,484	−0,472	−0,459	−0,447	−0,435	−0,423	−0,412
0,6	−0,400	−0,388	−0,376	−0,364	−0,352	−0,341	−0,329	−0,317	−0,305	−0,293
0,7	−0,281	−0,269	−0,257	−0,245	−0,232	−0,220	−0,207	−0,194	−0,182	−0,169
0,8	−0,155	−0,142	−0,128	−0,114	−0,099	−0,084	−0,068	−0,053	−0,036	−0,018
0.9	0,000	0,020	0,040	0,063	0,087	0,114	0,145	0,182	0,230	0,301

tensității defecțiunilor și timpului mediu între defecțiuni într-o primă aproximație se pot folosi dreptele paralele (Δ) trasate pe abaca din figura 2.

În condițiile arătate, corespunzător punctului de intersecție al dreptei C_0 cu axa log t, cu ajutorul tabelei 2 se determină caracteristicile numerice de siguranță în funcționare, după cum urmează :

Fie : m — partea întreagă a abscisei punctului de intersecție al dreptei C_0 cu axa log t; z — partea zecimală a abscisei punctului de intersecție al dreptei C_0 cu axa log t, atunci intensitatea defecțiunilor, respectiv timpul mediu între defecțiuni, corespunzătoare abscisei m, z a punctului de intersecție al dreptei C_0 cu axa log t, este :

$$\lambda(t) = \lambda_0^z \cdot 10^{-(m+2)} \tag{29}$$

și

$$t_m = t_{m0}^z \cdot 10^{m-2}, \tag{30}$$

unde :

λ_0^z și t_{mo}^z se citesc din tabela 2.

De exemplu, abscisa punctului de intersecție al dreptei C_0 cu axa log t este 4,22, atunci $m = 4$, $z =, 22$ și corespunzător lui $z =, 22$ din prima coloană a tabelei 2, se găsește $\lambda_0^z = 139$, $t_{mo} = 72{,}068$. De unde în baza relațiilor (29), (30) se obține că $\lambda(t) = 1{,}39 \cdot 10^{-4}$; $t_m \simeq 7\,207$.

d_2. Dacă unghiul format de dreapta C_0 cu direcția pozitivă a axei log t nu este cuprins între 40 și 50°, atunci pentru determinarea intensității defecțiunilor și a timpului mediu dintre defecțiuni se folosesc relațiile :

$$\lambda(t) = \frac{\alpha t^{\alpha-1}}{\beta}$$

și

$$t_m = \frac{\Gamma\left(1 + \frac{1}{\alpha}\right)}{\left(\frac{1}{\beta}\right)^{1/\alpha}},$$

unde α și β se determină cu ajutorul relației (25) dacă $0 < \delta < 40°$ și a relației (25′), dacă $50° < \delta < 90°$, $90° < \delta < 180°$.

e_1. Dacă curba C are concavitatea îndreptată spre direcția pozitivă a axei log log $\frac{1}{1 - F(t)}$ (exemplul 1), atunci se face transformarea (translația) :

$$t = t + \gamma, \tag{31}$$

unde γ se determină prin încercări succesive, astfel ca punctele curbei C să se dispună aproximativ în jurul unei drepte C_1.

În continuare, corespunzător dreptei C_1, cu ajutorul metodicii prezentate la punctul d, se

Tabela 2

z	λ_0^z	t_{m0}^2	z	λ_0^z	t_{m0}^2
,00	230,3	43,42	,50	72,8	137,31
,01	225,1	44,43	,51	71,2	140,51
,02	220,0	45,47	,52	69,6	143,78
,03	215,0	46,53	,53	68,0	147,13
,04	210,0	47,61	,45	66,4	150,56
,05	205,3	48,72	,55	64,9	154,06
,06	200,6	49,85	,56	63,4	157,65
,07	196,0	51,02	,57	62,0	161,32
,08	191,6	52,20	,58	60,6	165,08
,09	187,2	53,42	,59	59,2	168,93
,10	183,0	54,66	,60	57,9	172,86
,11	178,8	55,94	,61	56,5	176,89
,12	174,7	57,24	,62	55,2	181,01
,13	170,7	58,57	,63	54,0	185,22
,14	166,8	59,94	,64	52,8	189,54
,15	163,0	61,33	,65	51,6	193,95
,16	159,3	62,76	,66	50,4	198,47
,17	155,7	64,22	,67	49,2	203,10
,18	152,2	65,72	,68	48,1	207,83
,19	148,7	67,25	,69	47,0	212,67
,20	145,3	68,82	,70	40,6	217,62
,21	142,0	70,42	,71	45,0	222,69
,22	138,8	76,06	,72	43,9	227,88
,23	135,6	73,74	,73	42,9	233,18
,24	132,5	75,46	,74	42,0	238,62
,25	129,5	77,21	,75	41,0	244,17
,26	126,6	79,01	,76	40,0	249,86
,27	123,7	80,85	,77	39,1	255,68
,28	120,9	82,74	,78	38,2	261,64
,29	118,1	84,66	,79	37,1	267,73
,30	115,4	86,64	,80	36,5	273,97
,31	112,8	88,65	,81	35,7	280,35
,32	110,2	90,72	,82	34,9	286,88
,33	107,7	92,83	,83	34,0	293,56
,34	105,2	94,99	,84	33,0	300,43
,35	102,9	97,21	,85	32,5	307,44
,36	100,5	99.47	,86	32,0	314,59
,37	98,2	101,79	,87	31,0	321,91
,38	96,0	104,16	,88	30,5	329,41
,39	93,8	106,59	,89	29,7	337,08
,40	91,7	109,07	,90	29,0	344,94
,41	89,6	111,61	,91	28,4	352,97
,42	87,6	114,21	,92	27,7	361,19
,43	85,6	116,87	,93	27,0	369,61
,44	83,6	119,59	,94	26,5	378,22
,45	81,7	122,38	,95	26,0	287,03
,46	79,8	125,23	,96	25,0	396,04
,47	78,0	128,14	,97	24,7	405,26
,48	76,3	131,13	,98	24,2	414,71
,49	74,5	134,18	,99	23,6	424,36

determină intensitatea defecțiunilor $\lambda_{C1}(t)$ și timpul mediu între defecțiuni $t_m(C_1)$.

În baza transformării (31), intensitatea defecțiunilor $\lambda_C(t)$ și timpul mediu dintre defecțiuni $t_m(C)$ ce caracterizează experimentul materializat în planul $(\log t, \log\log \frac{1}{1-F(t)}$ prin curba C, sînt date de relațiile:

$$\lambda_C(t) = \lambda_{C1}(t-\gamma); \quad (32)$$

$$t_m(C) = t_m(C_1) - \gamma. \quad (33)$$

e_2. Dacă curba C are concavitatea îndreptată spre direcția negativă a axei $\log\log \frac{1}{1-F(t)}$ (exemplul 2), atunci se face transformarea (translația):

$$t = t - \gamma, \quad (34)$$

unde γ se determină prin încercări succesive, astfel ca punctele curbei C să se dispună aproximativ în jurul unei drepte C_2.

În continuare, corespunzător dreptei C_2, cu ajutorul metodicii prezentate la punctul d, se determină intensitatea defecțiunilor $\lambda_{C2}(t)$ și timpul mediu dintre defecțiuni $t_m(C_2)$.

În baza transformării (34), intensitatea defecțiunilor $\lambda_C(t)$ și timpul mediu dintre defecțiuni $t_m(C)$ ce caracterizează experimentul materializat în planul $\left(\log t, \log\log \frac{1}{1-F(t)}\right)$ prin curba C, sînt date de relațiile:

$$\lambda_C(t) = \lambda_{C2}(t+\gamma); \quad (35)$$

$$t_m(C) = t_m(C_2) + \gamma. \quad (36)$$

5. Exemple de calcul cu ajutorul metodei grafice expuse

Exemplul 1. Au fost supuse experimentării 24 sisteme de ascensor timp de 1 000 ore. Deci planul de încercare este de tipul *b* (§ 3), adică de forma (24, 1 000).

Rezultatele obținute au fost înregistrate în tabela 3, calculul funcției empirice de repartiție $F_N(t)$ făcîndu-se cu ajutorul relației (27), iar calculul ultimei coloane s-a făcut cu ajutorul tabelei 1. În figura 3 s-a reprezentat curba C obținută prin unirea consecutivă a punctelor $\left(\log t, \log\log \frac{1}{1-F_N(t)}\right)$.

Curba C astfel obținută se situează în cazul c_1(§ 4). Luînd pe $\gamma = 760$ ore, în transformarea (31) s-a găsit curba C_1 obținută prin unirea consecutivă a punctelor $\left(\log(t+760), \log\log \frac{1}{1-F_N}\right)$.

Curba C_1 se poate aproxima cu dreapta C_{10}, pentru care $\delta = 81°$ și $\overline{OB} = 3{,}1$ (cazul d_2) și

Tabela 3

t, ore	$n(t)$	$F_N(t)$	$\log t$	$\log\log \frac{1}{1-F_N(t)}$
240	1	0,042	2,38	−1,728
264	3	0,125	2,42	−1,237
288	4	0,167	2,46	−1,100
312	7	0,291	2,49	−0,286
336	9	0,375	2,53	−0,690
408	13	0,540	2,61	−0,472
430	14	0,585	2,63	−0,418
480	17	0,710	2,68	−0,270
580	19	0,790	2,76	−0,169
600	21	0,875	2,78	−0,044
865	22	0,915	2,94	+0,030
935	23	0,958	2,97	+0,139

deci în baza relației (25′) se găsește $\alpha = 6{,}31$, $\beta = 1\,585 \cdot 10^{16}$. De unde:

$$\lambda_{C_{10}}(t) = \frac{6{,}31\, t^{5{,}31}}{1\,585 \cdot 10^{16}};$$

$$t_m(C_{10}) = \frac{\Gamma(1{,}16)}{(6 \cdot 10^{-20})^{0{,}16}} \simeq$$

$$\simeq 1\,200 \cdot \Gamma(1{,}16) \simeq 1\,100.$$

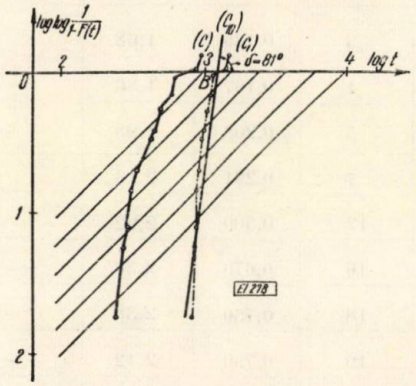


Fig. 3. Datele experimentale ale exemplului 1 reprezentate pe abaca din figura 2

Din relațiile (32) și (33) rezultă că parametrii fiabilității în acest caz vor fi:

$$\lambda_{C(t)} = \frac{6{,}31\,(t-760)^{5{,}31}}{1\,585 \cdot 10^{16}}, \text{ în care}$$

$$t = 1\,000 \text{ ore}; \quad (37)$$

$$t_m(C) = 1\,100 - 760 = 340 \text{ ore}; \quad (38)$$

disponibilitatea

$$D = \frac{t_m}{t_{st} + t_m} = \frac{340}{48 + 340} = 0{,}873, \quad (39)$$

$t_{st} = t$ staționare mediu evidențiat fiind 48 ore, iar pentru t_{st} 24 ore :

$$D = 0{,}93. \quad (40)$$

În concluzie, sistemul de ascensor fiind un sistem complex, parametrul cel mai sugestiv al fiabilității în acest caz este timpul mediu dintre două defectări succesive. În cazul studiat $t_m(C)$, relația (38) reprezintă timpul pînă la prima defectare a unui lot de 24 de sisteme.

Valoarea numerică 340 ore reprezintă 14,2 zile timp de funcționare continuă, după care sistemul se defectează.

Reparația preventivă va trebui programată după 14 zile pentru ca defectările ivite să poată fi înlăturate și timpul mediu dintre două defectări succesive să crească.

Dacă prin intervenții rapide se reușește ca timpul de staționare (de repartiții) să se micșoreze, se obține de fapt o mărire a disponibilității sistemului (39), (40).

Exemplul 2. Considerînd datele defectării în timpul exploatării, pentru aceleași 24 sisteme de ascensor, între defectarea n și $n + 1$ rezultă un plan tip b (24, 500).

Datele sînt trecute în tabela 4.

Tabela 4

t, ore	$n(t)$	$F_N(t)$	$\log t$	$\log \log \frac{1}{1 - F_N(t)}$
48	3	0,125	1,68	−1,237
72	4	0,167	1,86	−1,100
96	5	0,208	1,98	−0,994
144	7	0,291	2,16	−0,826
168	12	0,500	2,22	−0,521
192	16	0,670	2,28	−0,317
240	18	0,750	2,38	−0,220
264	19	0,790	2,42	−0,169
360	20	0,834	2,56	−0,108
408	21	0,875	2,61	−0,044
430	22	0,915	2,63	+0,030

Unirea consecutivă a punctelor

$$\left(\log t,\ \log\ \log \frac{1}{1 - F_N(t)}\right)$$

este reprezentată în figura 4, curba C.

Curba C se situează în cazul e_2 (§ 4).

Dacă se ia $\gamma = 38$ ore în transformarea (34) se obține curba C_2 a punctelor $\left(\log\ (t - 38),\ \log\ \log \frac{1}{1 - F_N}\right)$.

Această curbă C_2 se poate aproxima cu dreapta C_{20} ce face parte din familia (Δ) de pe abaca

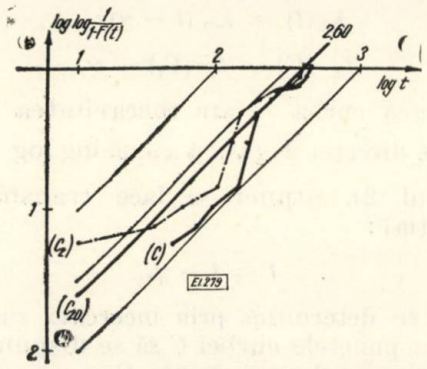


Fig. 4. — Datele experimentale ale exemplului 2 reprezentate pe abaca din figura 2.

din figura 2 și a cărei intersecție cu axa $\log t$ are abscisa egală cu 2,60 (cazul d_1 § 4).

Pe baza relațiilor (29), (30) și conform tabelei 2 se calculează :

$$\lambda_{C_{20}}(t) = 58 \cdot 10^{-4};$$

$$t_m(C_{20}) = 173 \text{ ore}.$$

Din relațiile (35), (36) rezultă parametrii numerici ai fiabilității cazului studiat :

$$\lambda_C(t) = 48 \cdot 10^{-4};$$

$$t_m(C) = 173 + 38 \simeq 210 \text{ ore};$$

$$D = \frac{210}{48 + 210} = 0{,}814.$$

În concluzie rezultă că timpul mediu dintre două defectări oarecare n și $n + 1$ este mai mic decît timpul mediu al acelorași sisteme de la punerea în funcțiune pînă la prima defectare.

Acest lucru evidențiază calitatea necorespunzătoare a reparațiilor.

Teoretic reparațiile trebuie să restabilească complet funcționarea sistemului, iar timpul mediu de la punerea în funcțiune pînă la prima defectare trebuie să fie egal cu timpul mediu al oricărei perioade n, $n+1$.

Din exemplele 1 și 2, rezultînd $t_m(0,1) < t_m(n, n + 1)$ se poate trage concluzia că sistemele nu au fost complet restabilite prin reparații și deci apar defectări mai frecvente. Trebuie intervenit asupra calității reparațiilor prin mărirea competenței și nivelului tehnic al echipelor de intervenție, precum și asupra calității pieselor utilizate prin efectuarea controlului necesar.

6. Concluzii

— În lucrare este elaborată o metodă grafică pentru calculul parametrilor fiabilității, dacă legea de repartiție a apariției defecțiunilor este o lege Weibull, ceea ce în general este valabil pentru produse electrotehnice. În cazul particular al legii exponențial negative se poate utiliza pentru calcul, direct abaca din figura 2.

— Precizia metodei se poate aprecia și după precizia cu care au fost executate tabelele 1 și 2 care au fost calculate cu ajutorul calculatorului ODRA 1013.

— Metoda propusă reduce în mod considerabil timpul de calcul, rezultatele prelucrării datelor bazîndu-se și în acest caz pe experiența cercetătorului de fiabilitate.

Bibliografie

[1] *Gnedenko, V. B., Beliaev, K. I.* și *Soloviev, D. A.* Matematiceskie metodi v teorii nadejnosti. Moscova 1965.

[2] *Cătuneanu, M. V.* Bazele teoretice ale siguranței de funcționare a aparaturii radiolectronice. În : Telecomunicații **8**, nr. 7—8, oct—nov 1964, p. 289—300 și p. 327—333.

[3] *Onicescu, O., Mihoc, Gh.* și *Ionescu-Tulcea, C. T.* Teoria probabilităților și aplicații. București, Editura Academiei 1956.

[4] *Berrettoni, N. J.* Practical applications of the Weibull distribution. În : Industrial Quality Control **XXII**, aug. 1964 p. 71—79.

[5] *Adams, J. D.* Otenka respredelenia otkazov vo vremenii. În : Culegerea de articole: Obespecenie nadejnosti poluprovodnikovih ustroistv, Moscova, 1964.

[6] *Lloyd, K. D.* și *Lipov, M.* Reliability : Management, methods and mathematics. New Jersey, Printens-Hall, Inc. Englewodd Cliffs, 1962.

[7] *Epstein, B.* The exponential distribution and its role in life testing. În : Industrial Quality Control **XV**, dec. 1958, p. 50—55.

[8] x x x Anteproiect de standard „Siguranța în funcționare a echipamentelor electronice" (terminologie). I.C.P.E., 1967.

[9] *Dobrescu, D.* și *Lazarovici, G.* Bazele matematice ale estimării parametrilor siguranței în funcționare pentru diferite legi statistice. În : Culegere de referate la cel de-al 2-lea seminar tehnico-științific privind fiabilitatea (siguranța în funcționare) echipamentelor tehnice. București I.C.P.E., 1968.

Intrat la redacție la 22 I. 1968

Motoare asincrone fără colector cu viteză variabilă

Constantin Răduț * — București

CZ 621.313.333—585

1. Introducere

Motoarele asincrone trifazate fără colector reprezintă în momentul de față principalul mijloc de acționare electrică în toate ramurile industriale. Dar, alături de importante calități ca, simplitatea construcției și fabricației, ușurința exploatării și reparațiilor, siguranța în funcționare și ieftinătatea lor, motoarele asincrone (de inducție) prezintă și un mare neajuns — reglajul dificil al vitezei de rotație.

Tendința unanimă de a folosi tipul de motor cu rotorul în colivie, care este cel mai simplu motor asincron posibil, este deseori frînată de faptul că la aceste tipuri obținerea de viteze variabile este și mai dificilă.

În literatura tehnică au apărut pînă astăzi și sînt studiate unele metode de variere a vitezei acestor motoare, care însă au un caracter singular.

Scopul acestei lucrări este de a oferi celor interesați o sinteză critică a principalelor mijloace pe care tehnica actuală le oferă pentru obținerea de viteze variabile la motoarele asincrone și în special a celor cu rotorul în scurtcircuit.

În cele ce urmează, după o enumerare de principiu a soluțiilor cunoscute și aplicate larg în construcția de motoare asincrone fără colector cu reglaj de viteză, se examinează încercările mai puțin cunoscute făcute în ultimii ani pentru obținerea unor mașini cu viteză variabilă, în construcții și scheme noi de funcționare. Printre acestea sînt tratate motoarele cu variație de viteză prin schimbarea în trepte a numărului de poli, în baza principiului de modulare a amplitudinii cîmpului și principiului modulației de fază, precum și construcțiile noi de motoare asincrone cu variație continuă de viteză, cum sînt motorul logaritmic, motorul cu combinarea fazelor și motorul sferic. Din șirul altor mijloace de variație a vitezei, de genul cutiilor de viteză sau cuplajelor, care nu fac parte intrinsecă din construcția motoarelor, sînt examinate succint cuplajele hidrodinamice și variatoarele electromagnetice cu curenți Foucault, a căror utilizare schimbă chiar caracterul obișnuit al acționării. Analiza avantajelor și dezavantajelor acestor construcții prilejuiește expunerea unor considerații tehnico-economice asupra posibilităților pe care le oferă motorul asincron în acționările cu viteză variabilă, insistîndu-se în special asupra motoarelor cu schimbarea în trepte a vitezei care apar ca cele mai tehnologice și economice în fabricație și exploatare.

* *C. Răduț* este inginer șef adjunct de concepție la Uzina de mașini electrice — București.

2. Metode pentru variația vitezei motoarelor asincrone fără colector

Posibilitățile de variație a turației rezultă din expresia vitezei de rotație a rotorului motorului asincron :

$$n = n_1 (1 - s) = \frac{60 f_1}{p} \cdot (1 - s), \qquad (1)$$

și anume :

a) prin modificarea alunecării ;

b) prin schimbarea vitezei de rotație a cîmpului magnetic inductor.

Modificarea alunecării este posibilă numai în prezența momentului rezistent, aplicat la arborele motorului și se obține prin înserierea de rezistențe în circuitul rotorului sau statorului.

Schimbarea vitezei de rotație a cîmpului magnetic inductor poate fi realizată, la rîndul său, prin două mijloace :

a) prin schimbarea numărului de poli a înfășurării inductoare ;

b) prin schimbarea frecvenței rețelei de alimentare.

Modificarea numărului de poli ai înfășurării inductoare poate fi realizată, în general, numai în trepte ($2p = 2, 4, 6, 8, 12, 16$ etc.), dar există și soluții mai puțin cunoscute la care se poate obține o variație continuă a vitezei de rotație și care vor fi expuse în această lucrare.

Variația frecvenței rețelei de alimentare se poate face de asemenea în trepte sau continuu și, în funcție de aceasta, se poate varia continuu sau în trepte și viteza motoarelor conectate la rețea. Dezvoltarea în ultimul timp a construcției convertizoarelor statice de frecvență cu supape comandate a permis extinderea acestui sistem de variație a vitezei motoarelor asincrone, mai ales în industria metalurgică pentru acționarea rolgangurilor la laminoare. Astfel, de exemplu, Uzina de mașini electrice-București construiește în mod curent, în acest scop, motoare pentru acționarea rolelor de laminor, alimentate la 3.3/4 Hz, cu posibilități de variație a vitezei prin variația frecvenței sau motoare pentru antrenarea rolelor la laminoare de țevi cu frecvența nominală de 50 Hz, dar proiectate pentru reglaj de viteză prin variația frecvenței.

În [1] și [2] sînt descrise o serie de construcții și utilizări speciale ca, de exemplu, motoarele cu rotor dublu, motoarele duble (Boucherot), motoarele cu cîmpuri învîrtitoare de sens invers, motoarele cu dublă alimentare, motoarele cu injecție de curent continuu în rotor și scheme de cascade cu motoare asincrone, asupra cărora nu se va reveni în lucrarea de față.

3. Variația vitezei prin schimbarea în trepte a numărului de poli

Așa cum s-a spus, prin schimbarea numărului de poli, se poate obține în general o variație în trepte a vitezei motorului.

Există mai multe metode de execuție a înfășurărilor cu comutarea numărului de poli [1], [2], cea mai cunoscută fiind înfășurarea tip Dahlander pentru raportul 2 : 1.

O generalizare a problemei comutării numărului de poli a fost prezentată de G. H. Rawcliffe și R.F. Burbidge [4], [5], [6], sub denumirea de teoria modulării amplitudinilor cîmpului.

Se presupune că o fază a unui bobinaj trifazat dă o repartiție a solenației (și a fluxului rezultant), care se poate exprima sub forma :

$$B_0 = A \sin \frac{p}{2} \theta, \qquad (2)$$

în care :

A este amplitudinea cîmpului ;

p — numărul de poli ;

θ — unghiul față de axa de referință.

Dacă amplitudinea A poate să fie modulată în spațiu, făcînd să ia forma

$$A = C \sin k\theta, \qquad (3)$$

unde k poate fi orice număr întreg, se va obține atunci un cîmp dat de relația :

$$B_0 = A \sin \frac{p}{2} \theta = C \sin k\theta \sin \frac{p}{2} \theta =$$

$$= \frac{C}{2} \left[\cos \left(\frac{p}{2} - k \right) \theta - \cos \left(\frac{p}{2} + k \right) \theta \right]. \qquad (4)$$

Această expresie reprezintă în general un cîmp dublu, cu două numere de poli : $(p - 2k)$ și $(p + 2k)$ suprapuse, un număr al polilor fiind mai mare decît cel original și altul mai mic.

Un asemenea cîmp, conținînd două numere de poli amestecate, nu este de nici un folos și trebuie eliminat unul din cele două numere de poli, reținînd pe celălalt. Se poate demonstra că în cîmpul învîrtitor rezultant al înfășurării trifazate poate să rămînă un singur număr de poli, dacă este îndeplinită condiția :

$$\frac{p \pm 2k}{p} \cdot r \cdot \frac{2\pi}{3} = 2m\pi, \qquad (5)$$

în care :

$r \cdot \frac{2\pi}{3}$ este decalajul original al fazelor cu p poli ; (la motoare normale $r = 1$ dar teoretic r poate fi orice număr întreg, însă $r \neq 3$ și $r \neq \neq$ M3) ;

$\frac{p \pm 2k}{p} \cdot r \cdot \frac{2\pi}{3}$ — decalajul fazelor după modularea numărului polilor la $(p \pm 2k)$;

m — un număr întreg oarecare.

Condiția de mai sus poate fi scrisă încă* :

$$\frac{m}{r} = \frac{1}{3}\left(1 \pm \frac{2k}{p}\right) \qquad (6)$$

și este satisfăcută de următoarele combinații de poli :

$$(6n + 2)/(6n + 4) \text{ pentru } k = 1 ;$$

$$(6n + 4)/(6n + 8) \text{ pentru } k = 2. \text{ ș.a.m.d.} \qquad (7)$$

Dacă se face $n = 0$ în termenul general, se obține rapoartele 2/4, 4/8 etc., adică se poate considera bobinajul cu schimbarea numărului de poli în raportul 1 : 2 ca un caz particular al principiului general al modulării amplitudinii cîmpului. Din termenul general (7) se observă că

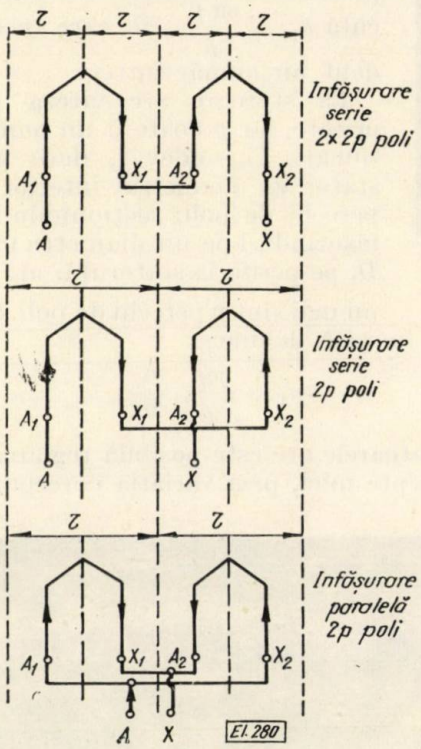


Fig. 1. Comutarea polilor în raportul 2 : 1, bobinaj Dahlander.

se pot obține rezultate foarte interesante, mai ales pentru rapoarte între 1 și 1,5 ale numerelor de poli, considerate pînă atunci ca inaccesibile.

* Pentru ca să dispară numărul inferior de poli este suficient ca $\frac{m}{r} = \frac{1}{3}\left(1 - \frac{2k}{p}\right)$. Presupunem satisfăcută condiția. Rezultă atunci : $\frac{3m}{r} = 1 - \frac{2k}{p}$ sau $1 + \frac{2k}{p} = 2 - \frac{3m}{r}$. Decalajul de fază pentru numărul superior de poli este : $\left(1 + \frac{2k}{p}\right) r \cdot \frac{2\pi}{3} = (2r - 3m)\frac{2\pi}{3} = \lambda\frac{2\pi}{3}$. Cum $r \neq M3$, rezultă că și $\lambda \neq M3$, deci condiția eliminării numărului inferior de poli dă un decalaj corect de fază pentru numărul superior de poli și viceversa.

Practic, comutarea numărului de poli se poate efectua prin două metode de conectare a bobinelor unei înfășurări.

a) *Metoda generală* [2], [3], după care se inversează a doua jumătate a fiecărui bobinaj fazic, în întregime, față de prima jumătate (fig.1).

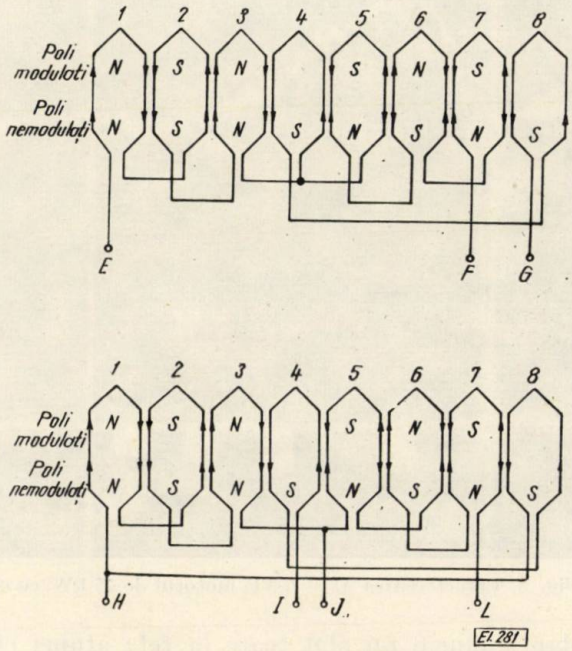


Fig. 2. Modularea amplitudinii cîmpului :
a. Bobinele *4* și *8* au jumătate din numărul de spire al celorlalte, dar secțiune dublă : poli modulați (în serie, intrare în *E*, ieșire în *F*, bobinele *4* și *8* omise) ; poli nemodulați (în paralel, intrare în *E* și *F*, ieșire în *G*).
b. Toate bobinele identice : poli nemodulați (în serie intrare în *I*, ieșire în *L*) ; poli modulați (în paralel, intrare în *H* și *L*, ieșire în *J*).

b) *Metoda omiterii unei părți din fiecare jumătate de fază*, iar ceea ce a rămas din a doua jumătate se inversează față de ceea ce a rămas din prima jumătate (fig. 2).

Prima metodă este cazul tipic al înfășurării Dahlander, pentru raportul de viteze 1 : 2.

Prin metoda a doua [6], care realizează o modulare a amplitudinii cîmpului, se pot realiza și alte rapoarte. O experimentare pentru obținerea unui raport al numerelor de poli egal cu 8 : 10, dintr-un motor cu opt poli a fost făcută pe motorul de tip ASI—250 M, de 30 kW, 750 rot/min, din fabricația U.M.E.B. Statorul este prevăzut cu 72 crestături și, prin urmare, numărul de crestături pe pol și fază pentru opt poli este $q = 3$. Rotorul are $Z_2 = 58$ crestături. Pentru întregul stator sînt necesare 24 bobine, fiecare cu cîte trei șpuluri, bobinajul realizîndu-se în dublu strat. Pe fază revin opt bobine (fig. 2). Modularea pentru 8 : 10 poli se face omițînd bobinele 4 și 8, iar sensul bobinelor 5, 6, 7 se inversează față de bobinele 1,2,3. Pentru ușurința conectării toate capetele celor 24 bobine au fost scoase la o placă de conexiuni cu 48 de borne

(s-au făcut și alte încercări), dar în mod normal este necesar a fi accesibile numai șase sau nouă ieșiri ale bobinajului.

Dacă legăturile se execută conform figurii 2, *a* sînt necesare numai șase ieșiri și șase borne,

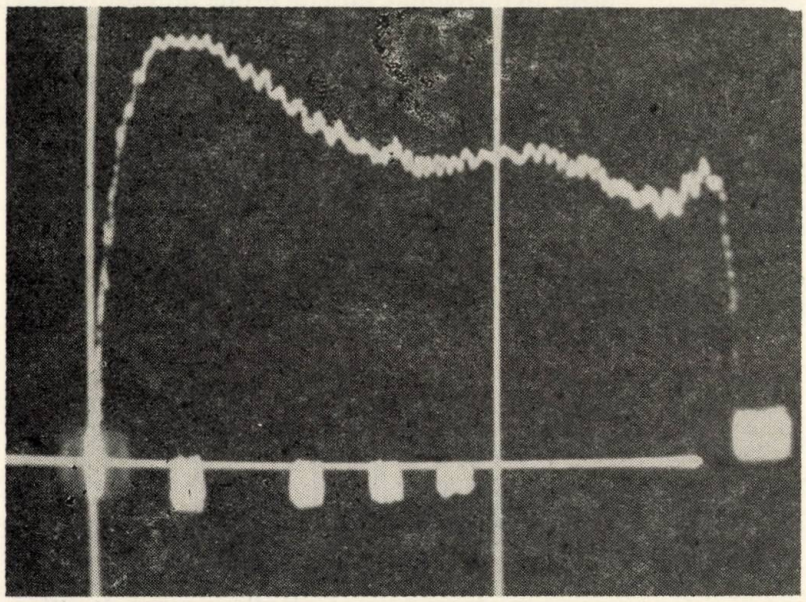


Fig. 3. Caracteristica $M = f(s)$ la motorul de 75 kW, cu opt poli (nemodulați).

dar bobinele nu sînt toate la fel; atunci cînd conexiunile corespund schemei din figura 2, *b* toate bobinele sînt identice, dar trebuie scoase nouă ieșiri.

La încercările pe platformă, pentru opt poli, mașina s-a comportat evident normal, furnizînd puterea de 30 kW și avînd o curbă obișnuită pentru variația cuplului cu alunecarea (fig. 3). Ridicarea curbei s-a făcut prin oscilografiere cu ajutorul unui dinam tahometric. La comutarea pe 10 poli mașina a putut furniza doar 17,5 kW, ceea ce reprezintă 79,6% din puterea standardizată de 22 kW, care se obține pe construcția respectivă la 10 poli. Motorul a funcționat normal, fără zgomot, dar în curba $M = f(s)$ se observă apariția armonicilor de ordin superior (fig. 4), iar raportul $\frac{M_p}{M_{max}}$ s-a micșorat.

4. Variația continuă a vitezei motoarelor asincrone fără colector

O serie de încercări din ultimul timp [8], [9] au mers pe ideea realizării unei plaje continue de variație a vitezei. Au fost propuse numeroase construcții, dintre care cele mai importante vor fi expuse în cele ce urmează. Pentru înțelegerea lor este necesară prezentarea succintă a principiului statoarelor arc, adică a condiției de funcționare cu $p \neq$ $\neq$ număr întreg.

4. a. Statoare arc. Uneori, pentru acționări speciale — de exemplu pentru antrenarea unui volant sau unei cuple — se folosesc așa-numitele statoare arc (fig. 5). Înfășurarea statornică este dispusă într-o armătură *1* desfășurată pe întinderea unui arc cu unghiul la centru α. Volantul de acționat *2* constituie rotorul motorului, centrat pe un cuzinet *3*.

Unghiul α, denumit și arc de acoperire are valori între 15 și 90° geometrice.

La o mașină asincronă normală, între viteza de sincronism n_1, frecvența f_1 și numărul de perechi de poli p, există totdeauna relația cunoscută $n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$, în care p este evident un număr întreg.

La statoare arc viteza poate fi oricare, iar p poate fi un număr fracționar. Într-adevăr, dacă se ia un stator cu diametrul interior D_0 și p perechi de poli, secționîndu-l și desfășurîndu-l pe un diametru mai mare D_1 pe periferia statorului arc obținut nu mai sînt p perechi de poli, ci $p \frac{D_1}{D_0}$. Viteza sincronă devine;

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} \cdot \frac{D_0}{D_1}. \qquad (8)$$

În statoarele arc este posibilă reglarea vitezei n_1 în trepte mici, prin variația corespunzătoare

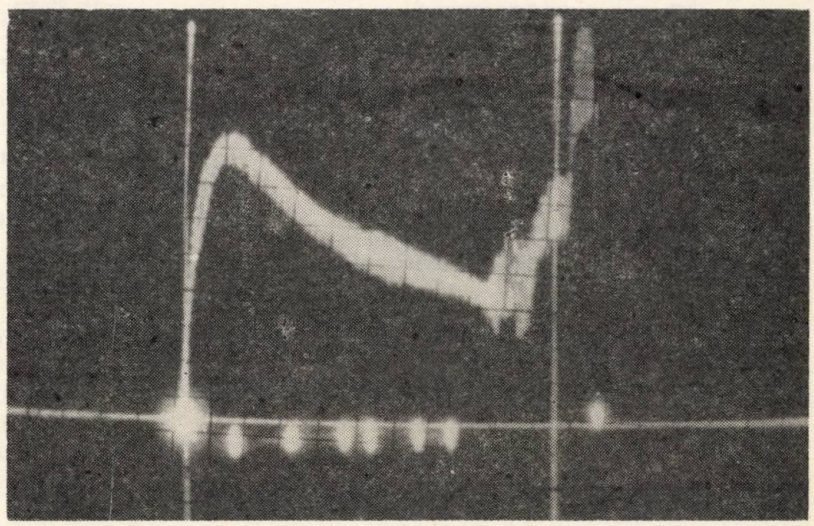


Fig. 4. Caracteristica $M = f(s)$ la motorul de 75 kW, cu 10 poli (modulați).

a pulsului polar din stator. Astfel, relația (8), se mai poate scrie:

$$n_1 = \frac{60 f_1}{p} \cdot \frac{D_0}{D_1} = \frac{60 f_1}{\pi D_1} \cdot \frac{\pi D_0}{p} = \frac{60 f_1}{D_1} \cdot 2\tau. \qquad (9)$$

Cum $\tau = 3q \cdot t_1$, rezultă că se poate varia viteza de rotație prin variația numărului de crestături pe pol și fază q, ceea ce se poate realiza cu ajutorul unor comutatoare speciale (t_1 = = pasul dentar).

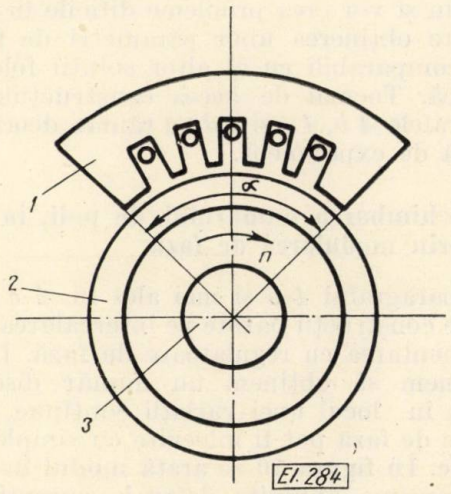


Fig. 5. Stator arc.

La proiectarea construcției în ansamblu trebuie avute în vedere forțele unilaterale mari care apar în funcționare. În mod fericit aceste forțe pot fi folosite pentru reducerea presiunii în cuzinet. Volantul se prevede cu colivie de veveriță sau se acoperă la suprafață cu un strat de cupru pentru mărirea conductivității electrice.

4.b. Motorul logaritmic (*logmotorul*). Se știe că la un motor de inducție normal, în care înfășurarea statorică este distribuită într-un număr Z de crestături, faza curentului statoric înaintează cu $\left(\frac{p}{z}\ 360\right)$ grade pe crestătură. S-a imaginat atunci posibilitatea variației continue a turației motoarelor de inducție prin mo-

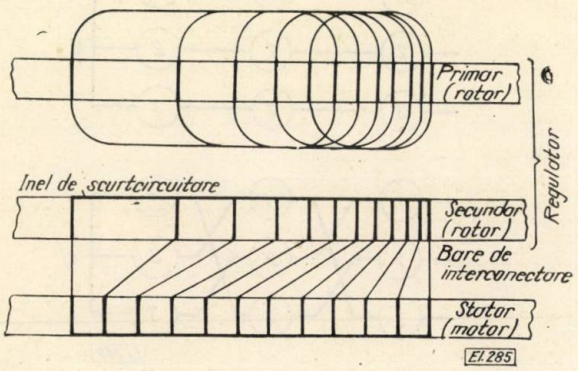


Fig. 6. Schema de principiu a motorului logaritmic.

dificarea fazei spațiale a curenților din crestăturile mașinii (a intervalului electric între crestături).

E. R. Laitwaite [9] a propus pentru aceasta un grup unitar cuprinzînd atît motorul propriuzis, cît și un regulator de fază de tip special.

La acest regulator (fig. 6), cu un număr de crestături identic cu al motorului, crestăturile sînt dispuse logaritmic în spațiu prin alegerea corespunzătoare a pașilor bobinelor. Secundarul regulatorului este legat la statorul motorului care ne interesează. În figura 6 este arătată desfășurarea întregului sistem.

Regulatorul de fază este echivalentul electric al unei rigle de calcul, la care scările adiacente sînt reprezentate ca înfășurări pe rotor și stator

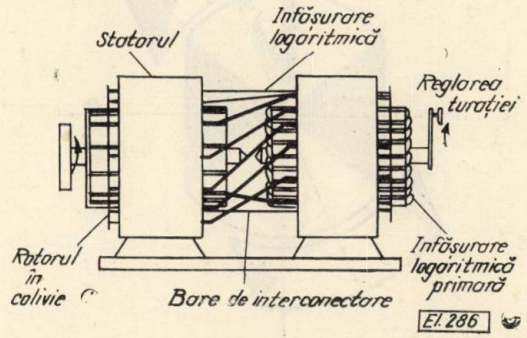


Fig. 7. Realizarea practică a motorului logaritmic.

ale regulatorului desfășurat. Mișcarea bobinajului primar al regulatorului spre stînga va conduce la o reducere uniformă a pasului polar în statorul motorului.

Statorul motorului trebuie să conțină o întrerupere a circuitului magnetic pentru a permite funcționarea cu numere fracționare de poli. Dacă se folosește un circuit magnetic continuu existent, se fixează un grătar de scurtcircuitare peste sectorul care ar fi trebuit îndepărtat. Realizarea practică a logmotorului este schițată în figura 7.

4. c. Motorul cu combinarea fazelor este o variantă mai comodă a aceluiași principiu, pro-

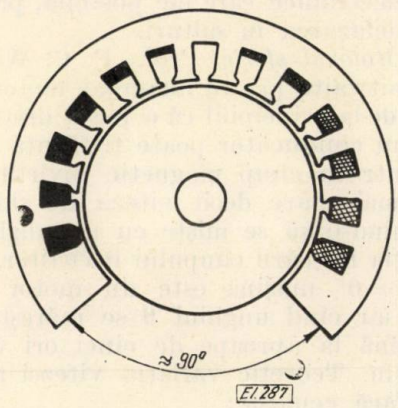


Fig. 8. Motorul cu combinarea fazelor.

pusă de același autor [8], [9]. În fiecare crestătură statorică se suprapun două grupuri de conductoare, dintre care unul alimentat de la rețea, iar cel de-al doilea de la un regulator obișnuit de fază. Numărul relativ de spire din cele două grupuri este diferit de la crestătură la crestătură (fig. 8).

În această situație, dacă — de exemplu — o crestătură are 50% din conductoare care aduc curentul direct din rețea cu unghiul fazei zero și 50% conductoare care aduc curentul de la regulatorul de fază cu un unghi de 90° față de

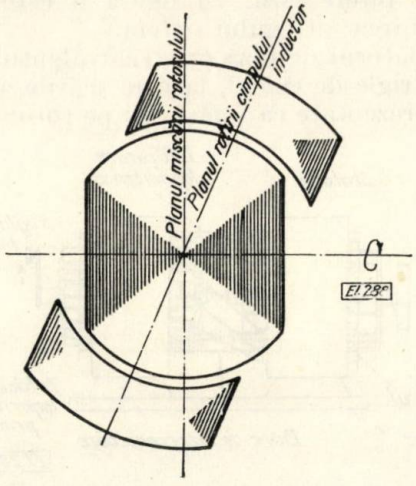


Fig. 9. Schema de principiu a motorului sferic.

rețeaua principală, curentul total din crestătură are un unghi de fază de 45°.

În cazul cînd 75% din conductoare sînt alimentate de la rețea și 25% de la un regulator de fază, decalat la 90° față de rețea, curentul real este defazat cu 18,4°.

Dacă proporția conductoarelor este alta, iar decalajul dat de regulatorul de fază diferă de 90°, decalajul real al curentului se poate calcula folosind o diagramă stelată a curenților din fiecare crestătură, considerînd ponderea fiecărui grup de conductoare.

Regulatoarele de fază pot fi înlocuite prin supape electronice care fac posibilă, prin întrerupere, defazarea în salturi.

4. d. Motorul sferic. Prof. F. C. Wiliams și E. R. Laitwaite [7] au imaginat motorul sferic pornind de la principiul că o piesă dintr-un material bun conducător poate fi făcută să se rotească într-un cîmp magnetic învîrtitor, cu o turație mai mare decît viteza de sincronism, determinînd-o să se miște cu un unghi θ față de direcția mișcării cîmpului învîrtitor.

La $\theta = 0°$ mașina este un motor obișnuit (fig. 9), iar cînd unghiul θ se mărește, viteza crește pînă la aproape de cinci ori viteza de sincronism. Teoretic variația vitezei ar trebui să satisfacă ecuația:

$$n = n_1 \frac{1}{\cos \theta}, \qquad (10)$$

adică la:

$$\theta = 0°, \cos \theta = 1 \text{ și } n \approx n_1;$$

$$\theta = 60°, \cos \theta = 1/2 \text{ și } n \approx 2\ n_1.$$

Dar la $\cos \theta = \frac{1}{12}$ nu se obține $n \approx 12 n_1$, ci $n \approx 5 \cdot n_1$, adică la valori mari ale unghiului θ, tinzînd spre 90°, relația (10) nu mai este adevărată.

Și la motorul sferic statorul este discontinuu, astfel încît efectele de capăt se vor face simțite din plin și vor crea probleme dificile în ceea ce privește obținerea unor parametri de funcționare comparabili cu ai altor soluții folosite în practică. Tocmai de aceea canstrucțiile de la paragrafele *4 b*, *4 c* și *4 d* au rămas deocamdată în fază de experiment.

5. Schimbarea numărului de poli, în trepte, prin modularea de fază

În paragraful *4 b* și mai ales în *4 c* au fost expuse construcții bazate pe intercalarea fazelor și alimentarea cu regulatoare de fază. Dacă ne propunem să obținem un număr discret de viteze, în locul unei variații continue, regulatoarele de fază pot fi înlocuite cu simple comutatoare. În figura 10 se arată modul în care se pot imprima anumite defazaje curenților din bobinajele *A* și *C* din figura 8.

Cînd toate comutatoarele se găsesc în poziția de sus, sistemul curenților este cel din figura 10, *b*. Dacă se trec toate comutatoarele pe contactul central, rezultă sistemul de curenți din figura 10,*c*. Comparînd între ele situațiile din figurile 10,*b*

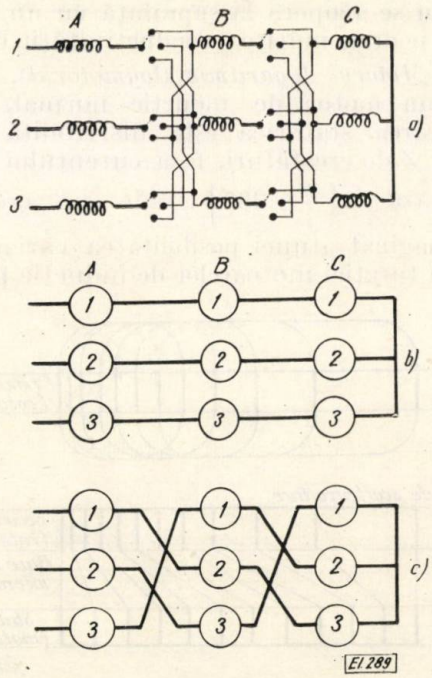


Fig. 10. Modulația de fază.

și 10, *c*, se observă că — de exemplu — pentru bobinajul *B* s-a introdus un defazaj de 120° față de *C*, iar pentru *A* schimbarea de fază relativ la *C* este de 240° sau (— 120°). Dacă se aduc toate comutatoarele în poziția de jos se obține defazarea de 240° (sau —120°) în bobinajul *B* și

respectiv 480° (sau — 120°) în bobinajul A față de C. Apare deci posibilitatea realizării unui motor cu trei viteze. În afară de aceasta, prin utilizarea unui inversor suplimentar pentru alimentarea bobinajului B, sînt posibile schimbări de fază suplimentare de $\pm$ 60° și se obține un motor cu cinci viteze.

Prin analogie cu mașinile cu două viteze bazate pe principiul modulației de amplitudine, J. F. Eastham și E. R. Laithwaite [10] au denumit această modalitate — principiul modulației de fază. Bobinarea acestor mașini rămîne însă o problemă foarte complicată, necesitînd în general $\frac{Z}{2}$ tipuri de bobine diferite.

6. Variația vitezei motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit prin variatoare hidraulice și electromagnetice

Printre multiplele încercări de a pune în valoare calitățile tehnico-economice ale motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit și în acționările cu variație de viteză, o însemnătate din ce în ce mai mare a căpătat în ultimul timp utilizarea variatoarelor de viteză (cuplajelor) hidraulice și electromagnetice

În ansamblul motor asincron — variator — utilizate, aceste elemente intermediare schimbă complet caracterul acționării obișnuite cu motoare asincrone în colivie și conduc la obținerea unor caracteristici electro-mecanice foarte favorabile, paralel cu eliminarea șocurilor și ameliorarea condițiilor de pornire ale sistemului.

6. a. Ansamblul motor asincron cu rotorul în scurtcircuit-cuplaj hidraulic, în acționările cu variație de viteză. Cuplajele hidraulice (sau cuplajele hidrodinamice sau cuplajele Föttinger) au fost folosite în diverse acționări și studiate ca atare, [11], [12]; în această lucrare se face o prezentare sumară a modului în care aceste cuplaje influențează caracteristicile electromecanice ale motorului asincron în colivie, la folosirea sa în anumite acționări.

În forma cea mai simplă un cuplaj hidraulic (fig. 11) este constituit dintr-o pompă și o turbină, dar din aceste mașini clasice au rămas practic numai rotoarele. Un rotor cuplat pe arborele motorului asincron funcționează ca pompă, iar celălalt — cuplat pe arborele utilajului antrenat — funcționează ca turbină.

Puterea se transmite de la motor la utilajul condus printr-un fluid, care în mod normal este un ulei mineral de o anumită viscozitate, distribuit într-un anumit mod printr-un sistem de distribuitori de intrare și ieșire (care, pentru simplitatea figurii, nu au fost desenați).

Grupul celor două rotoare păstrează caracteristicile proprii mașinilor hidraulice, curbele puterii transmise avînd o variație după o funcție cubică a turației.

Cuplajul hidraulic transmite cuplul de la motor la utilizare în raport 1 :1, expresia cuplu-

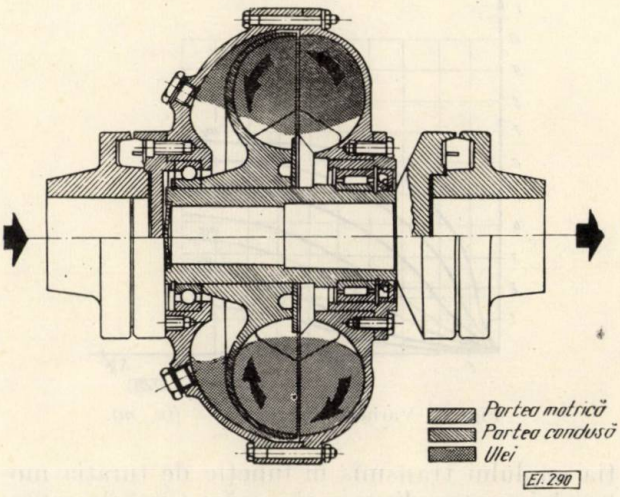


Fig. 11. Secțiune longitudinală printr-un cuplaj hidraulic.

lui transmis — în funcție de parametrii elementului motor și ai fluidului — fiind :

$$M = \alpha \cdot K \cdot n_1^2 \cdot D_1^5, \text{ kgm}, \qquad (11)$$

în care :

α este constantă constructivă ;

K — constantă funcție de alunecare și de masa uleiului în circuit ;

n_1 — viteza rotorului primar, rot/min ;

D_1 — diametrul paletelor rotorului primar.

Alunecarea, la utilizare, este dată de diferența dintre vitezele tangențiale ale unui element mediu al tubului de fluid, care se stabilește în rotoare ($V_1 - V_2$), raportată la viteza tangențială a aceluiași punct al elementului, funcționînd ca pompă și legat la motor V_1, adică se poate exprima sub forma :

$$s = \frac{V_1 - V_2}{V_1} \cdot 100, \ \% \qquad (12)$$

sau :

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \cdot 100, \ \% \qquad (13)$$

Funcția $K = f\ (s,\ m)$ care intervine în (11) are alura curbelor din figura 12, unde m este masa uleiului din circuit.

Evident, aceste curbe sînt deduse experimental pentru diverse uleiuri, ele constituind probleme de fabricație ale uzinelor furnizoare.

Valorile lui K sînt cuprinse între 1 și 5,5, iar pentru același fluid valorile maxime corespund

la alunecarea maximă, adică atunci cînd turbina este oprită. În această situație, adică la pornirea utilizării, se va transmite cuplul maxim, așa cum rezultă din figura 13, care reprezintă variația cuplului transmis în funcție de turația motorului pentru diverse alunecări (curbele caracteristice ale cuplajului), fapt care constituie unul din avantajele cuplajelor hidraulice.

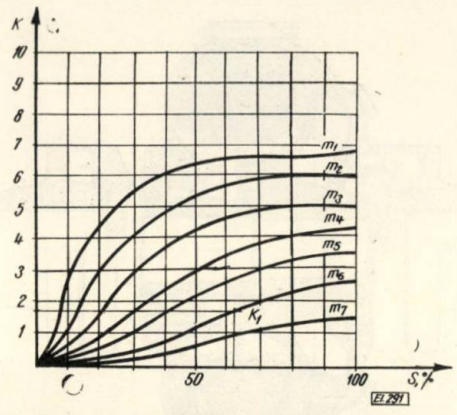


Fig. 12 Variația funcție $K = f(s, m)$.

După cum rezultă din figura 12, alunecarea și deci viteza la utilizare sînt funcții de masa uleiului în circuit. Deci pentru a obține un variator hidraulic de viteză trebuie modificată masa uleiului în circuit, ceea ce se poate realiza cu ajutorul unei pompe auxiliare și a unui sistem special de distribuție. La puteri însemnate este necesar ca uleiul să fie recirculat printr-un schimbător de căldură pentru a elimina căldura dispersată în masa uleiului prin pierderile care au loc în sistem; aceste complicații au îngrădit întrucîtva extinderea acestor variatoare.

Pentru a aprecia avantajele sistemului motor asincron cu rotor în scurtcircuit — cuplaj hidraulic, s-au trasat pe diagrama din figura 14 curbele caracteristice ale motorului asincron: $M = f(\omega)$ și $I = f(\omega)$, precum și ale cuplajului hidraulic pentru $s = 100\%$, $s = 8\%$ și $s = 2\%$.

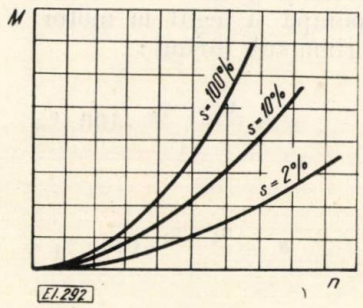


Fig. 13 Variația cuplului $M = f(n)$ pentru diverse alunecări ale cuplajului hidraulic.

Dacă motorul în colivie de veveriță ar fi cuplat direct cu mecanismul de transmisie al unui pod rulant, de exemplu, motorul — o dată pornit — ar furniza imediat cuplul M_0, care solicită brusc transmisia, după care viteza ar continua să crească cu accelerații foarte mari, ca o consecință a formei curbei cuplului motorului, pînă la atingerea regimului de echilibru dinamic în punctul A (unde se întîlnesc curba cuplului motor și dreapta cuplurilor rezistente). Trebuie notat că în cazul podurilor rulante care cer la pornire cuplul M_0', motorul considerat nu va fi corespunzător.

Considerînd existența volanului fluid al cuplajului hidraulic, motorul pornește normal, dar cuplajul nu este în măsură să transmită cuplul cerut de utilizare (care este în repaus) pînă ce pompa, respectiv motorul, nu atinge viteza unghiulară ω_0 pentru care curba de repaus ($s = 100\%$) a cuplajului are o ordonată egală cu cuplul cerut de utilizare (punctul B). În această situație, chiar dacă este necesar un cuplu $M_0' > M_p$ motorul va putea asigura pornirea utilizării, cînd s-a ajuns la viteza ω_0' (în punctul B').

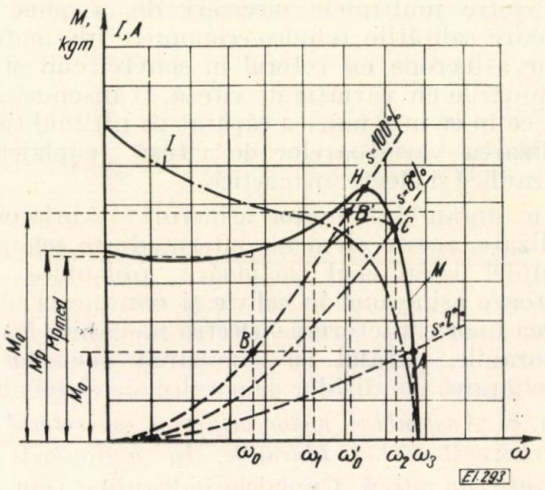


Fig. 14. Caracteristicile de funcționare ale ansamblului motor — cuplaj hidraulic — utilizare.

Deoarece pînă ce motorul atinge viteza ω_0, cuplajul rămîne în repaus, tot cuplul de accelerație corespunzător lui M_p (sau mai precis ordonatei medii M_{pmed}) accelerează numai masele grupului inerțial primar (motor + pompă), astfel că timpul pentru ajungere la viteza ω_0 este foarte mic în comparație cu situația cuplajului rigid (de 7—8 ori mai mic). Ori tocmai în perioada pînă la ω_0 (fig. 14), curentul absorbit are valorile cele mai mari. Înseamnă că rețeaua este mult mai puțin solicitată. Dar lucrul cel mai important de remarcat este faptul că în această perioadă utilajul condus este încărcat gradat, fiindu-i transmise între $\omega = 0$ și $\omega = \omega_0$ (ale motorului) cuplurile corespunzătoare curbei OB de pe caracteristica de repaus $s = 100\%$, deci grupul secundar (turbină + utilizare) este pornit în punctul B în absența totală a șocurilor.

Mai departe urmează accelerarea grupului secundar, ajungînd din punctul B în punctul

C, care se găsește, pentru motoarele de putere medie, pe curba de alunecare $s = 8-10\%$. În final se ajunge în punctul A, situat (pentru exemplul studiat, cu un motor de 55 kW) pe curba $s=2\%$, ca și în cazul transmisiei rigide. În aceste ultime perioade ale pornirii deosebirea calitativă față de transmisia rigidă constă în aceea că grupul secundar accelerează viteza sa cu un gradient mult mai mare decît grupul primar, care este deja în avans.

În sfîrșit, mai trebuie remarcat că în cazul cînd transmisia în mecanismele utilizării se blochează, motorul de antrenare nu este pus brusc în scurtcircuit. Într-adevăr cuplajul hidraulic intră în repaus (punctul H,pentru $s = 100\%$) și dacă H este la dreapta maximului curbei cuplului motorului, pe porțiunea stabilă de funcționare, ceea ce se poate realiza totdeauna la dimensionarea cuplajului, motorul va continua să funcționeze în suprasarcină, dar cu un curent solicitat din rețea mult mai mic decît la scurtcircuit, pînă ce intervin releele termice. Dacă blocarea este eliminată înainte de declanșarea releelor termice, motorul va putea să preia funcționarea. Cuplajul hidraulic poate să joace și rolul unei siguranțe. Cînd grupul secundar este blocat și cuplajul este în repaus, toată puterea furnizată de motor se transformă în căldură, astfel încît fluidul se încălzește și o supapă fuzibilă, instalată în carcasă, se topește și lasă fluidul să se scurgă într-un rezervor; prin aceasta motorul este decuplat de utilizare.

Din cele arătate rezultă că și fără a fi în mod special folosit ca un variator de viteză, cuplajul hidraulic îmbunătățește caractersticile de acționare ale motorului asincron în colivie, făcîndu-l utilizabil acolo unde obișnuit se folosesc motoare cu rotor bobinat.

Ca variator de viteză [13], cu dezavantajul arătat, cuplajul hidraulic asigură variația turației utilajului condus în limitele:

— de la 100% la 40% pentru mașini a căror acționare se face la cuplu constant;

— de la 100% la 20% pentru mașini la care cuplul variază pătratic cu viteza.

S-au construit cuplaje hidraulice pentru acționări în care intervin motoare asincrone pînă la 1000 kW.

6.b. Motorul asincron în scurtcircuit cu variator de viteză electromagnetic prin curent Foucault. În principiu un variator de viteză electromagnetic [11], [14] se compune dintr-un stator și două rotoare concentrice (fig. 15).

În statorul *1* este dispusă bobina de excitație *2*, alimentată în curent continuu. Cuplat pe arborele motorului asincron *3* se află rotorul pahar *4*, construit cu un sistem de dinți sau poli *5* la interior. În interiorul rotorului *4* se află un alt rotor-pahar neted *6* care se solidarizează cu axul utilizării *7*. În sfîrșit, tot pe axul motorului asincron este cuplat și un ventilator *8*.

Cîmpul magnetic creat de bobina *2* se închide prin cele două întrefieruri — dintre care unul are reluctanță variabilă, iar altul reluctanță constantă — și prin cele două rotoare.

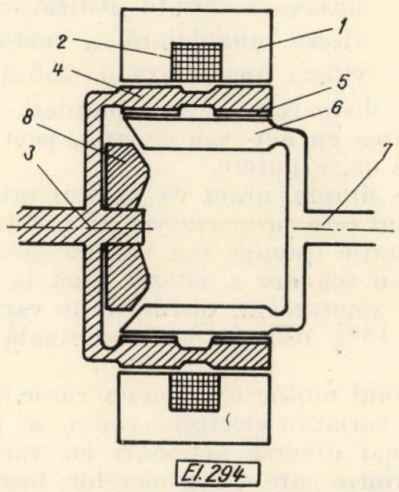


Fig. 15 Secțiune longitudinală printr-un variator electromagnetic cu curenți Foucault.

Prin deplasarea relativă a celor două rotoare se produc curenți Foucault în rotorul neted și — din interacțiunea acestora cu cîmpul magnetic — apare un cuplu, a cărui valoare este funcție de viteza relativă dintre cele două rotoare și de intensitatea cîmpului magnetic.

Posibilitățile de variație a vitezei, în acest ansamblu pot fi examinate pe graficul din figura 16, în care s-au trasat curbele de variație a cuplului cu turația pentru un motor cu doi, respectiv patru poli, la diverse valori ale curentului de excitație din bobina variatorului.

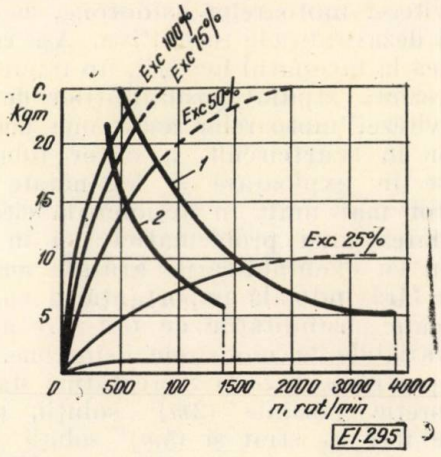


Fig. 16. Cuplul transmis de variatorul electromagnetic pentru diverse excitații.

În variator apar, evident, pierderi avînd valoarea :

$$p = P_m - P_u = C\omega_0 - C\omega_1 = C(\omega_0 - \omega_1), \quad (14)$$

în care :

P_m este puterea furnizată de motor ;
P_u — puterea furnizată utilizării ;
ω_0 — viteza unghiulară a motorului ;
ω_1 — viteza unghiulară a utilizării.

Pentru disiparea acestor pierderi se folosește răcirea cu aer sau cu apă, pentru variatoare de mare putere.

Calcule simple arată că pentru utilizări la care cuplul este proporțional cu pătratul vitezei de rotație (pompe sau ventilatoare centrifuge), la o scădere a vitezei pînă la 2/3 din viteza de sincronism, pierderile în variator nu depășesc 15% din puterea nominală a motorului.

Ansamblul motor asincron cu rotor în scurtcircuit — variator electromagnetic se pretează la cele mai diverse acționări cu variație de viteză, printre care a conveierelor, macaralelor și podurilor rulante, avînd foarte multe posibilități de comandă automată.

Dezavantajul sistemului constă în dimensiunile relativ mari ale variatorului și în necesitatea curentului continuu (obținut prin redresare sau de la o excitatoare cuplată cu motorul de antrenare).

7. Considerații tehnico-economice privind posibilitățile de variație a vitezei motoarelor asincrone

În paragrafele precedente au fost prezentate în mod succint multiplele posibilități de variație a vitezei motoarelor asincrone, cu avantajele și dezavantajele respective. Așa cum se arată încă la începutul lucrării, un interes deosebit prezintă studiul posibilităților de variație a vitezei motoarelor asincrone normale, cu rotor în scurtcircuit, a căror robustețe, simpliate în exploatare și ieftinătate le-au impus tot mai mult în acționările electrice.

Abordarea unei problematici noi în acest domeniu, cu exemplificările arătate mai sus, prezintă fără îndoială importanță și nu epuizează toate posibilitățile de obținere a unor viteze variabile la motoarele asincrone. Într-adevăr pentru m faze și z crestături statorice sînt teoretic posibile $(2m)^z$ soluții, pentru bobinaje într-un strat și $(5m)^z$ soluții pentru bobinaje în două straturi, de a obține conexiuni diferite la un același motor [10]. Evident majoritatea variantelor vor fi excluse din considerente de execuție și economice. Totuși motorul asincron prezintă încă un cîmp vast de cercetare din acest punct de vedere, după cum este foarte adevărat că soluțiile cele mai simple (printre care și modularea amplitudinii cîmpului) s-au impus în mod real în practică.

Sub acest aspect, un deosebit interes prezintă motoarele asincrone cu rotor în scurtcircuit cu mai multe viteze, obținute prin comutarea numărului de poli.

Utilizarea motoarelor asincrone cu mai multe viteze în acționarea electrică din ramura construcțiilor de mașini, cît și din alte ramuri industriale au avut efecte deosebit de favorabile asupra caracteristicilor tehnico-economice ale mașinilor și agregatelor pe care le-au echipat. Dintre aceste avantaje trebuie menționate, ca fiind mai importante, următoarele :

a) S-a simplificat substanțial construcția mașinilor obținîndu-se lanțuri cinematice reduse, mergînd uneori pînă la eliminarea cutiilor de viteze sau reductoarelor de turație.

b) A crescut productivitatea, randamentul, calitățile de exploatare și maniabilitatea mașinilor, ca urmare a eliminării unor verigi intermediare în lanțul cinematic.

c) S-au îmbunătățit proprietățile mașinilor și în special precizia de lucru, deoarece, o dată cu înlăturarea unor angrenaje cu număr mare de dinți s-au eliminat vibrațiile și impreciziile unor astfel de transmisiuni.

d) Utilizarea motoarelor electrice cu mai multe viteze a deschis un cîmp larg automatizării comenzilor mașinilor și agregatelor industriale.

Dacă sub aspectele prezentate mai sus rezultă clar avantajele utilizării motoarelor cu mai multe viteze, rămîne de răspuns unei probleme foarte importante, și anume stabilirea metodei optime de realizare a comutării vitezelor.

Diferitele viteze de rotație ale unui astfel de motor se pot obține, în general, prin trei tipuri de construcție :

1 — cu o singură înfășurare statorică, avînd posibilități de conexiune pentru fiecare număr de poli în parte ;

2 — dispunînd în crestăturile statorului cîte o înfășurare diferită pentru fiecare număr de poli ;

3 — executînd, în aceeași construcție mecanică, două sisteme de armături cu bobinajele respective corespunzătoare numerelor de poli cerute.

Alegerea uneia sau alteia din soluțiile de mai sus presupune analizarea următoarelor aspecte contradictorii :

1 — de pe un același miez de fier se obține o putere mai mare dacă se utilizează o singură înfășurare cu comutare de poli, decît dacă se utilizează mai multe înfășurări, fiecare pentru un anumit număr de poli ;

2 — înfășurările unice cu comutare de poli conduc în general la un număr mai mare de ieșiri la placa de borne și complică aparatajul de comutare. De asemenea, la aceste înfășurări

se înrăutățesc caracteristicile de pornire ale motorului pe viteza mare, din cauza scurtării mari a pasului înfășurării;

3 — la rapoarte mari de viteze (1 :4, 1 :6) anumite considerente constructive (număr de crestături, diametre, număr de ieșiri) fac imposibilă uneori adoptarea unei singure înfășurări;

4 — în cazul unor durate active de funcționare inegale pentru diferitele viteze ale motorului adoptarea unei singure înfășurări ar conduce la soluții neeconomice.

În cazul motoarelor cu două viteze, cu raportul 1 :2, comparația arată că schemele cu două înfășurări necesită un cupru pentru bobinaj cu 40—50% mai ridicat și un consum de tablă silicioasă cu 30—40% mai mare decît schemele cu o singură înfășurare. În același timp, randamentul și factorul de putere sînt mai reduse, în medie cu 10%, la motoarele cu două înfășurări. În ceea ce privește numărul de ieșiri la borne, dacă nu se cere pornire stea-triunghi, acest număr este același și egal cu 6 pentru ambele soluții posibile. Rezultă, prin urmare, că soluția cu o singură înfășurare este net avantajoasă.

La motoarele cu trei viteze de rotație apar probleme mai complicate. Utilizînd două înfășurări diferite (o înfășurare pentru două viteze care se găsesc în raportul 1 :2 și o altă înfășurare pentru a treia viteză) se obțin în total nouă ieșiri la borne (șase ieșiri de la înfășurarea pentru două viteze și trei ieșiri de la înfășurarea pentru o viteză legată de stea). În schimb, pentru o singură înfășurare cu posibilități de comutare pentru trei viteze de rotație, numărul ieșirilor la borne variază — în funcție de schema comutatorului și raportul între viteze — de la 15 la 21. Trebuie de altfel avute în vedere și vitezele însăși. Astfel, motorul cu trei viteze la 3 000/1 500/1000 rot/min, se poate executa cu o singură înfășurare. Dar motorul cu vitezele 3 000/1 500/500 rot/min nu se mai poate executa cu o singură înfășurare și — chiar mai mult — pentru viteza mică apare mai economică utilizarea unui pachet de tole separat.

Motoarele cu patru viteze, în anumite rapoarte, se pot realiza cu o singură înfășurare (de exemplu, motoarele cu 8/6/4/2 poli). Aici trebuie examinat, în primul rînd, dacă pe anumite viteze durata de funcționare nu este foarte mult diferită față de celelalte. Din această analiză ar putea rezulta oportunitatea alegerii a două înfășurări, fiecare pentru două viteze, dimensionate optim în funcție de încărcările respective în ciclul de funcționare. În acest caz și numărul de ieșiri la placa de borne ar fi de 12, în loc de 24—25, în situația unei singure înfășurări.

Pentru a evidenția modul în care durata activă de funcționare (respectiv ciclul, regimul de funcționare) influențează asupra alegerii înfășurărilor se poate da următorul exemplu: dacă la un motor cu două viteze, pentru simplitate, regimul de funcționare poate fi continuu pe oricare din viteze, este preferabilă alegerea unei singure înfășurări, dimensionate pentru viteza mică (aceea care are condiții electromagnetice și de ventilație mai precare). Dacă însă pe viteza mică funcționează numai cu $D_A = 15\%$, într-un regim intermitent, restul funcționînd pe viteza mare, inclusiv pauzele respective, este preferabil să se adopte două înfășurări dimensionate optim pentru duratele de lucru pe cele două viteze.

În sfîrșit pentru rapoarte foarte diferite de viteze (1 :6 de exemplu, solicitat la un motor de ascensor cu vitezele 1000/167 rot/min) s-a preferat construcția cu două pachete diferite, cu atît mai mult cu cît durata de funcționare pe viteză mică era de 15%. Motivul principal al alegerii l-a constituit însă numerele de crestături și diametrele statorice mult diferite de la o viteză la alta.

În concluzie, motorul asincron fără colector prezintă încă multe posibilități de adaptare în acționările cu reglaj de viteză și extinderea acționărilor în curent alternativ în unele domenii, în care înainte curentul continuu avea exclusivitate (utilaje de ridicat și transportat mașini-unelte pentru industria textilă și a hîrtiei etc.) se datorește tocmai calităților sale.

Bibliografie

[1] *Gheorghiu, I.S.* Mașini electrice, vol. II. Mașina asincronă. București, Editura învățămîntului, 1958.

[2] *Fichter, R.* Înfășurările mașinilor electrice. București, Editura tehnică.

[3] *Sequenz, H.* Wicklungen Elektrischer Maschinen. Dritter Band, Standerwicklungen I. Umschaltbare Wicklungen. Viena, Springer Verlag, 1954.

[4] *Rawcliffe, G.H.* and *Burbidge, R.F.* 2 :1 Pole-Changing Induction Motor of Improved Performance. În : Proceedings I.E.E., Paper No. 2399 U, dec 1957, 104 A, p. 457.

[5] *Burbidge, R.F.* A Rapid Method of Analisyng the MMF Wave of Single of Polyphase Winding. În : Proceedings I.E.E., Monografy 280, ian 1958, 105 C, p. 307.

[6] *Rawcliffe, G.H.* and *Burbidge, R.F.* Induction Motor Speed-Changing by Pole-Amplitude Modulation. În : Proceedings I.E.E., Paper No. 2597 U, aug 1958.

[7] *Wiliams, F.C.* and *Laitwaite, E.R.* Brushless variable — speed induction motors. În : Proceedings I.E.E., Part. A., No 14, aprilie 1957.

[8] *Laitwaite, E.R.* Two new ways to vary induction motor speed. În : Control Engineering **7**, iulie 1960.

[9] *Laitwaite, E.R.* Brushless variable — speed induction motors. În : Electrical Review **167**, nr. 21, noiembrie 1960.

[10] *Eastham, J.G.* and *Laitwaite, E.R.* Pole-change motors using phase mixing techniques. În : Proceedings I.E.E. **109**, Part. A. nr. 47, octombrie 1962.

[11] *Pampel, W.* Kupplungen, Band I, II, II. Berlin, VEB Verlag Technik, 1958.

[12] *Pattarni, G.* Criterii di selezione dei giunti idraulici. Milano, 1967.

[13] *Patiarni, G.* Note interno ai vantaggii derivanti dall accopiamento di un giunto idraulico sub gruppo di comando della translazione o della rotazione dei vari tipi di gru. În : Ingegneria Meccanica, nr. 10, 1957.

[14] *Pozdeev, A.D.* și *Rozman, I.B.* Cuplaje și frîne electromagnetice. București, Editura tehnică, 1965.

Intrat în redacție la 1.III.1968

Electroliți pe bază de fluoborați pentru depunerea metalelor la confecționarea circuitelor imprimate

Ernest Grünwald* — Cluj

CZ 621.312:621.357.65:621.389

La obținerea circuitelor imprimate procesele galvanotehnice joacă un rol foarte important. De exemplu, depunerile de cupru servesc pentru mărirea grosimii straturilor conducătoare sau cuprarea interioară a diferitelor cavități. Procedee galvanice se întrebuințează și la depunerea metalelor sau aliajelor care se pot lipi fără dificultăți pe stratul conducător de cupru. Așa de exemplu, foarte des sînt întrebuințate și utilizate depunerile de staniu și plumb, cum și straturile din aliajul Sn-Pb. În unele cazuri se întrebuințează și o depunere parțială de indiu contra efectelor de coroziune, a eroziunii scînteilor, cum și contra uzurii de frecare. Straturile de nichel și fier, de asemenea, oferă o protecție contra solicitărilor mecanice, însă nu pot înlocui proprietatea însemnată de conductibilitate a indiului.

Un alt punct de vedere la confecționarea circuitelor imprimate este necesitatea vitezei mari de depunere a metalelor, cum și uniformitatea depunerilor obținute pe toată suprafața de acoperit. Dacă viteza de depunere a metalului respectiv nu este suficient de mare, straturile conducătoare foarte subțiri, depuse prin reducție se redizolvă în electroliții galvanici. Rezultă deci că băile galvanice întrebuințate trebuie să aibă și o conductibilitate însemnată ca să fie utilizabile la confecționarea circuitelor imprimate.

Băile galvanice utilizate pentru acest scop trebuie să fie cît mai simple, atît din punctul de vedere al compoziției, cît și al deservirii și al controlului. Aceste calități le au electroliții pe bază de fluoborați. Compoziția lor nu este complicată, cu toate că unele substanțe influențează esențial proprietățile straturilor metalice depuse ca, de exemplu, duritatea, compactitatea. Totuși, în practică, s-a dovedit că aceste băi produc și fără adaosuri speciale depuneri metalice de bună calitate.

În cele ce urmează se vor trece în revistă cele mai principale băi pe bază de fluoborați care se pot întrebuința cu succes la confecționarea circuitelor imprimate.

1. *Electrolit de plumbuire.* Pentru plumbuirea părților circuitelor imprimate se utilizează următoarea compoziție :

fluoborat de plumb, $Pb(BF_4)_2$	200 g/l;
plumb (ca Pb metalic)	108,8 g/l;
clei de oase	0,2 g/l;
greutatea specifică la 27°C	21,5 — 22°Be;
*p*H maxim	1,0;
temperatura	24 — 38°C;
densitatea de curent	0,5 — 5 A/dm²;
randamentul de curent	100%.

Anozii sînt confecționați din plumb chimic pur. Raportul dintre anozi și catozi trebuie să fie de 2 :1. O suprafață anodică mai mică conduce la procese de polarizare și la scăderea conținutului de plumb în electrolit. Anozii trebuie să fie înveliți pentru a înlătura trecerea nămolului format în soluție.

Cleiul — care în general se întrebuințează în băi de plumb — poate fi adăugat și electroliților pe bază de fluoborați. În prezența cleiului structura cristalină a metalului depus devine mai fină. Gelatina, cu toate că este un material înlocuitor al cleiului, utilizarea ei nu asigură efectul optim dorit. Valoarea *p*H-ului se reglează prin adăugarea acidului fluoboric.

2. *Electrolit de stanare.* Se poate întrebuința următorul electrolit :

fluoborat de staniu $Sn(BF_4)_2$	200 g/l;
staniu (ca Sn metalic)	81 g/l;
acid fluorhidric liber, HBF_4	100 g/l;
gelatină	6 g/l;
β-naftol	1 g/l;
*p*H	0,2 sau mai mic;
greutatea specifică a băii la 27°C	21 — 23°Bé;
temperatura	21 — 38°C;
densitatea de curent	maximum 25 — 42,5 A/dm²; în general 2,5 — 12,5 A/dm²;
tensiunea	1 — 3 V;
randamentul de curent, %	100.

Anozii sînt confecționați din staniu pur, turnați.

3. *Electrolit de Pb/Sn.* Acest aliaj se depune în cazul circuitelor imprimate cu un conținut de 40 — 60% Sn. Compoziția electrolitului este următoarea :

staniu total	60 g/l;
Sn^{2+}	55 g/l;
plumb	25 g/l;
acid fluorhidric liber	100 g/l;
acid boric liber	25 g/l;
peptonă	5 g/l;
temperatura	16 — 38°C;
densitatea de curent	3 A/dm².

Dacă se cere aliajului depus o compoziție strict prescrisă în staniu și plumb, atît compoziția electrolitului, cît și compoziția anozilor trebuie respectată foarte sever.

Tabela 1 conține rapoartele necesare. Valori intermediare se pot obține prin calcul.

În afară de utilizarea anozilor Sn/Pb mai există o posibilitate pentru reglarea depunerii aliajului de Sn/Pb. Aceasta constă în utilizarea anozilor de plumb și a anozilor de staniu separat în circuite de curent separate, la care anozii de Pb, cît și anozii de Sn sînt suspendați pe bare anodice separate. Acest pro-

* *E. Grünwald* este chimist la I. I. S. Armătura — Cluj.

Tabela 1

Dependenţa conţinutului de staniu şi plumb a straturilor depuse de Sn/Pb de conţinutul de staniu şi plumb al anozilor şi de compoziţia electrolitului

Depunere		Anozi		Compoziţia electrolitului					
Pb, %	Sn, %	Pb, %	Sn, %	Sn tot. g/l	Sn^{2+}, g/l	Pb, g/l	NBF_4 liber, g/l	H_3B_3 liber, o/l	Peptonă g/l
40	60	40	60	40	35	54	100	25	3,0
50	50	50	50	50	45	35	100	25	4,0
60	40	60	40	60	55	25	100	25	5,0

cedeu este dificil de realizat, din care cauză se întrebuinţează foarte rar în practică.

Experimentările mai amănunţite au arătat că capacitatea de lipire a unui aliaj de Pb/Sn (cu 60% Sn) este mult mai bună decît a unui aliaj depus pe suprafaţa prin topire sau a unui strat de staniu depus pe cale galvanică. Capacitatea de lipire a aliajului Pb/Sn nu s-a schimbat nici după 9—10 luni.

4. *Electrolit pentru depunerea fierului.* Un astfel de electrolit are următoarea compoziţie :

fluoborat de fier, Fe (BF_4)	226 g/l ;
fier (ca Fe metalic)	55 g/l ;
clorură de sodiu, NaCl	10 g/l ;
greutatea specifică a băii la 27°C	19—21 °Bé ;
*p*H	3—3,7 ;
temperatura	57—63°C ;
densitatea de curent	2—9 A/dm² ;
tensiunea	2—6 V ;
randamentul de curent	93—97%.

Anozii sînt din fier pur. Raportul dintre suprafaţa anodică şi catodică nu trebuie să depăşească 1 :1. Anozii se învelesc.

5. *Electrolit de indiu.* Compoziţia unui asemenea electrolit este următoarea :

acid boric, H_3BO_3	108,0 g/l ;
fluoborat de indiu, $In(BF_4)_3$	33 g/l ;
indiu (ca In metalic)	25 g/l ;
fluoborat de amoniu, NH_4BF_4	50 g/l ;
*p*H	1,5—2 ;
densitatea de curent	0,5—2,5 A/dm² ;
temperatura	18—20°C ;
tensiunea	1—3 V ;
randamentul de curent	80—90%.

Anozii sînt din platină sau grafit, cu forma plană. Anozii se învelesc. Concomitent se suspendă în baie fîşii de indiu, a căror suprafaţă trebuie să fie circa a 10-a parte a anozilor insolubili. Cu anozii de indiu suplimentari se reglează conţinutul de metal în electrolit. De asemenea, prin adăugare de fluoborat de indiu.

6. *Electrolit de cadmiu.* Compoziţia unui electrolit de cadmiu este următoarea :

fluoborat de cadmiu, $Cd(BF_4)_2$	240 g/l ;
fluoborat de amoniu, NH_4BF_4	94 g/l ;
cadmiu (ca Cd metalic)	60 g/l ;
*p*H	3,0—3,5 ;
temperatura	21—38 °C ;
densitatea de curent	3—6 A/dm² ;
tensiunea	4—6 V ;
randamentul de curent	100%.

Anozi sînt din cadmiu metalic pur, cu formă plană, sferică, eventual formă de bară. Raportul optim al anozilor faţă de catozi este de 2 :1.

7. *Băi de cuprare.* Băile de cuprare se întrebuinţează mai mult pentru îngroşarea stratului conducător. Se poate spune că nici pînă astăzi nu a fost pus la punct un electrolit universal, din care cauză compoziţia băilor se reglează după scopul întrebuinţării.

Compoziţii deosebite necesită în mod firesc băile speciale, aşa cum rezultă din tabela 2.

Tabela 2

Compoziţia electrolitului	Baia		
	1	2	3
Fluoborat de cupru Cu $(BF_4)_2$	224 g/l	336 g/l	448 g/l
Cupru (ca Cu metalic)	60 g/l	90 g/l	120 g/l
Greutate specifică la 27°C	21—25°Bé	29—31°Bé	37,5—39°Bé
*p*H	0,8—1,7	0,5—0,7	maximum 0,6
Temperatura	27—49°C	27—49°C	27—49°C
Densitate de curent	0,2—0,4 A/dm²	2—5 A/dm²	2—5 A/dm²
Tensiunea	3—8 V	3—12 V	3—12 V
Randamentul de curent	98%	98%	98%

Anozii sînt confecţionaţi din cupru electrolitic sau laminat. Raportul anod/catod = 1 :1.

8. *Electrolit de nichelare.* Nichelarea pieselor circuitelor imprimate se întrebuinţează mai ales cînd se cere un strat rezistent contra uzurii. Electrolitul are următoarea compoziţie şi parametri tehnici :

fluoborat de nichel, Ni $(BF_4)_2$	220 g/l ;
nichel (ca Ni metalic)	55 g/l ;
greutatea specifică a băii la 27°C	19—21°Bé ;
*p*H	3,0—4,5 ;
temperatura	32—43°C ;
tensiunea	4—5 V ;
densitatea de curent	4—9 A/dm² ;
randamentul de curent	98%.

Se lucrează cu anozi de nichel depolarizaţi. În prezenţa substanţelor organice baia are tendinţa să formeze depuneri cu pitting-uri, care cu un adaos mic de perhidrol dispare. Iniţial, baia fără adaosuri nu formează straturi cu bule de hidrogen.

La exploatarea electroliţilor pe bază de fluoboraţi trebuie să se ţină seamă încă de următoarele reguli.

Deoarece electroliţii fluoborici sînt foarte corozivi, vanele, instalaţiile de filtrare, barele catodice şi anodice, dispozitivele de suspen-

dare, cum și instalațiile pentru agitarea electrolitului trebuie să fie prevăzute cu straturi protectoare sau executate din materiale rezistente la coroziune.

Randamentul băilor fluoborice se mărește considerabil prin introducerea în electrolit a aerului comprimat, lipsit de orice urme de ulei sau prin mișcarea barelor catodice.

În general, straturile depuse din aceste băi prezintă o structură microcristalină, din care motiv nu se recomandă adăugarea substanțelor coloidale pentru micșorarea cristalelor depunerii.

Concluzii. În lucrarea de față au fost prezentate băile galvanice pe bază de fluoborați cel mai des utilizate pentru confecționarea circuitelor imprimate. Simplitatea compoziției electroliților, cum și siguranța lor în practica industrială asigură o întrebuințare vastă față de celelalte tipuri de electroliți. Aceste băi asigură o uniformitate însemnată a depunerii metalice, pe lîngă o viteză de depunere atît de necesară la acoperirea suprafețelor circuitelor imprimate. Este de asemenea prezentă și cîte o baie pentru fiecare tip de metal, cel mai des întrebuințată în practica fabricări circuitelor imprimate.

Intrat la redacție la 5. XII. 1967

Despre o nouă posibilitate de liniarizare a sondei Hall

David Fränkel * — Timișoara

CZ 538.632 : 621.317.42

O problemă fundamentală a aplicării traductoarelor Hall, în tehnica măsurării, constă în stabilirea unei proporționalități între tensiunea Hall și produsul dintre inducția magnetică $\overline{B}$, normală pe sondă și semnalul de intrare care poate fi curent sau tensiune. Dacă semnalul de intrare este curentul de comandă a sondei, I_c (fig. 1, *a*), tensiunea Hall în sarcină are expresia :

$$U_H = K_0 I_c B \frac{r_s}{r_s + r_H(B)} = C_I I_c B, \qquad (1)$$

unde :

K_0 este sensibilitatea în gol a sondei;
$r_H(B)$ — rezistența transversală a sondei, adică rezistența dintre contactele Hall *3* și *4* la inducția B;
r_s — rezistența de sarcină,

Dacă semnalul de intrare este tensiunea U aplicată contactelor de curent *1* și *2* (fig. 1, *b*), expresia tensiunii Hall în sarcină este :

$$U_H = K_0 \frac{U}{r_c(B)} B \frac{r_s}{r_s + r_H(B)} = C_u U B, \qquad (3)$$

unde $r_c(B)$ este rezistența longitudinală a sondei, adică rezistența dintre contactele de curent, iar :

$$C_u = K_0 \frac{1}{r_c(B)\left(1 + \frac{r_H(B)}{r_s}\right)} \qquad (4)$$

este sensibilitatea în sarcină a sondei.

Caracteristicile sondei $U_H = f(I_c B)$, respectiv $U_H = f(UB)$ nu sînt în general liniare

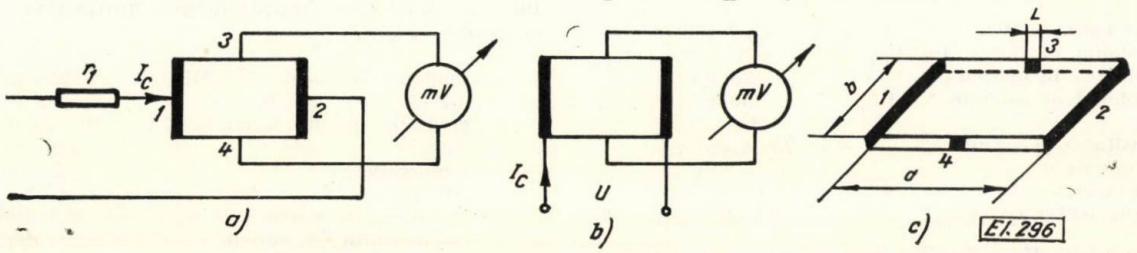


Fig. 1. Sonda Hall :
a. sondă alimentată cu curent constant; *b*. sondă alimentată cu tensiune constantă; *c*. sondă cu indicarea dimensiunilor.

iar :

$$C_I = K_0 \frac{1}{1 + \frac{r_H(B)}{r_s}} \qquad (2)$$

este sensibilitatea în sarcină a sondei.

deoarece sensibilitatea în sarcină C_I și C_u de regulă sînt dependente de inducția magnetică.

În adevăr, rezistența transversală și cea longitudinală cresc cu inducția din două cauze datorită creșterii rezistivității materialului semiconductor în cîmpul magnetic (efect magnetorezistiv fizic sau efect Gauss) și datorită modificării tuburilor densității curentului de comandă în cîmp magnetic (efect magnetorezistiv

---

* Dr. ing. *D. Fränkel* este conferențiar la Institutul politehnic din Timișoara.

geometric). Efectul magnetorezistiv geometric este funcție de forma și dimensiunile sondei, poziția și dimensiunile contactelor și în general este mai pronunțat decît efectul magnetorezistiv fizic (îndeosebi la sonde cu contacte de curent lipite pe toată lățimea b a sondei) (fig. 1. c).

Într-o primă aproximație se poate admite că rezistențele sondei variază pătratic cu inducția magnetică:

$$\begin{aligned} r_c(B) &= r_c(0) \quad (1 + K_c B^2); \\ r_H(B) &= r_H(0) \quad (1 + K_H B^2), \end{aligned} \tag{5}$$

unde $r_c(0)$ și $r_H(0)$ sînt valorile rezistențelor longitudinale și transversale în lipsa inducției magnetice.

De asemenea crește cu inducția și sensibilitatea în gol K_0 a sondei, și anume cu atît mai pronunțat cu cît raportul dintre lățimea L a contactelor Hall și lungimea a a sondei, $\frac{L}{a}$, este mai mare.

Literatura tratează problema liniarizării caracteristicii sondei Hall numai pentru cazul cînd semnalul este curentul de comandă și indică doar două soluții: una pentru sonde la care K_0 este practic constant, $\frac{L}{a} \ll 1$ [5] și alta pentru cele la care K_0 crește cu inducția. În cele ce urmează, după o prezentare a soluțiilor date în literatură, se indică o metodă de liniarizare a caracteristicii sondei pentru cazul cînd semnalul de intrare este tensiunea U și o nouă metodă avantajoasă de liniarizare a caracteristicii sondei pentru cazul cînd semnalul de intrare este curentul I_c.

1. Metodele uzuale de liniarizare a caracteristicii sondelor Hall

Liniarizarea caracteristicii sondei Hall se obține [1] printr-o astfel de alegere a rezistenței de sarcină încît suma $r_s + r_c(B)$ din numitorul expresiei (1) să crească aproximativ în același raport ca și sensibilitatea în gol. Expresia (2) se pune în forma:

$$C_I = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{\lambda} \frac{r_H(B)}{r_H(0)}}, \tag{6}$$

unde $\lambda = \frac{r_s}{r_H(0)}$. Se trasează caracteristica $U_H = C_I I_c B$ pentru o valoare dată a curentului de comandă și a raportului λ pentru valori ale lui B cuprinse între 0 și o valoare maximă B_m. Se obține o curbă de forma celei din figura 2. Se duce dreapta $U'_H = \operatorname{tg} B$, astfel încît abaterea maximă a caracteristicii în raport cu această dreaptă, ε_{max}, să fie cît mai mică posibil. Se numește eroare de produs mărimea $p = \frac{\varepsilon_{max}}{U_{Hm}} 100\%$, unde U_{Hm} este tensiunea Hall maximă corespunzătoare inducției maxime, B_m. Procedeul se repetă pentru diferite valori ale lui λ,

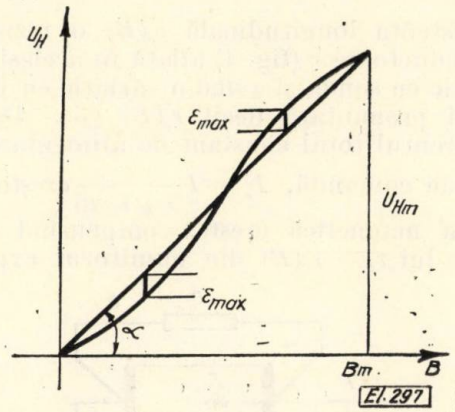


Fig. 2. Aluri caracteristicii $U = f(B)$ la $I_c = \text{const.}$

obținîndu-se diferite valori ale erorii de produs. Curba $p = f(\lambda)$ (fig. 3) are un minim pentru o anumită valoare a lui $\lambda(\lambda_{min})$. Rezistența de sarcină corespunzătoare acestui raport este:

$$r_s^* = \lambda_{min} r_H(0) \tag{7}$$

și se numește rezistența de liniarizare.

Prin conectarea rezistenței de sarcină tensiunea Hall scade față de valoarea ei în gol cu $\frac{1}{1 + \lambda_{min} \frac{r_H(0)}{r_H(B)}} 100\%$, ceea ce înseamnă scăderea cu tot atîtea procente a sensibilității în sarcină a sondei. La o sondă din InAs s-a ob-

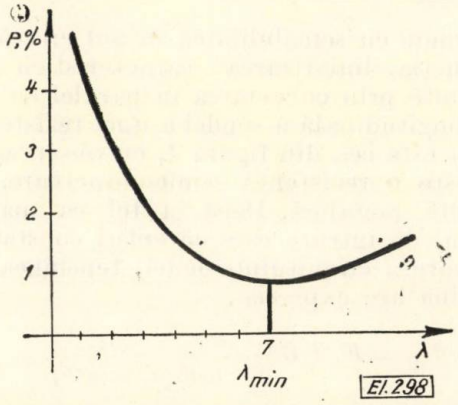


Fig. 3. Dependența erorii de produs de raportul rezistenței de sarcină și a rezistenței transversale $\lambda = \frac{r_s}{r_H(0)}$.

ținut în [1] $\lambda_{min} = 7$, deci o micșorare a sensibilității cu 12,5% la inducții mici și o reducere și mai importantă la inducții mari. La sondă și rezistență de sarcină date, adaptarea la liniaritate se face prin conectarea în serie sau în paralel cu sarcina a unei rezistențe de

adaptare pentru a obține o rezistență echivalentă egală cu r_s^*. În acest fel are loc o nouă micșorare a sensibilității.

La sonde cu ωK_0 constant (la care raportul $\frac{L}{a} \ll 1$) liniarizarea se face conectînd în paralel cu rezistența longitudinală $r_c(B)$ o rezistență semiconductoare r (fig. 4) aflată în același cîmp magnetic cu sonda și avînd o variație cu inducție mai pronunțată decît $r_c(B)$ [5]. Dacă I este curentul total constant de alimentare, curentul de comandă, $I_c = I \frac{r}{r + r_c(B)}$ crește cînd inducția magnetică crește, compensînd astfel mărirea lui $r_s + r_c(B)$ din numitorul expresiei

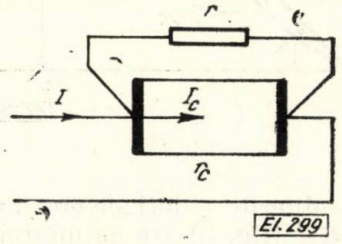


Fig. 4. Liniarizarea caracteristicii $U_H = f(IB)$ cu rezistența legată în paralel cu $r_c(B)$.

(1). Soluția este greoaie, dar are avantajul că poate fi aplicată independent de valoarea rezistenței de sarcină. În particular, pe această cale se poate asigura o bună liniarizare și cînd rezistența de sarcină se alege, astfel încît puterea transmisă să fie maximă, adică $r_s = r_H(B)$.

2. O nouă soluție pentru liniarizarea caracteristicii sondelor alimentate cu curent constant

La sonde cu sensibilitatea în gol crescătoare cu inducția, liniarizarea caracteristicii poate fi obținută prin conectarea în paralel cu rezistența longitudinală a sondei a unei rezistențe r. Schema este cea din figura 4, cu observația că r nu este o rezistență semiconductoare, ci o rezistență metalică. Dacă la fel ca mai sus semnalul de intrare este curentul constant de alimentare a circuitului sondei, tensiunea Hall în sarcină are expresia :

$$U_H = K_0 I B \frac{r}{r + r_c(B)} \frac{r_s}{r_s + r_H(B)}. \qquad (8)$$

Sensibilitatea în sarcină este :

$$C_I' = K_0 \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta} \frac{r_c(B)}{r_c(0)}} \frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda} \frac{r_H(B)}{r_H(0)}}, \qquad (9)$$

unde :

$$\beta = \frac{r}{r_c(0)}.$$

Din expresia (9) se vede că la rezistența de sarcină dată mai mare decît $\lambda_{min}\, r_H(0)$, din metoda de mai sus, menținerea sensibilității C_I' practic independentă de inducția magnetică, se poate obține prin alegerea pozitivă a raportului β. Procedînd analog ca mai sus, se poate determina pentru un interval dat de variație a inducției magnetice și pentru valoarea impusă a rezistenței de sarcină acea valoare β_{min} a acestui raport, pentru care eroarea de produs este minimă și căruia îi corespunde rezistența de liniarizare $r^* = \beta_{min}\, r_c(0)$. În particular liniarizarea pe această cale este posibilă și cînd sonda este în gol.

La puterea dată a sondei :

$$P_c = I_c^2\, r_c(B),$$

adică la curent de comandă, deci tensiunea Hall dată prin conectarea rezistenței de liniarizare r^*, puterea semnalului devine :

$$P = I_c^2\, r_c(B) \frac{r^* + r_c(B)}{r^*}.$$

La sonda dată aflată în gol β_{min} de la această metodă de liniarizare este egal cu λ_{min} de la metoda dată în literatură. Dacă se admite că :

$$\frac{r_c(B)}{r_c(0)} = \frac{r_H(B)}{r_H(0)},$$

rezultă că noua metodă de liniarizare implică o creștere procentuală a puterii de intrare egală cu scăderea procentuală a sensibilității la metoda citată. Avantajul principal al metodei constă tocmai în faptul că asigură aceeași liniaritate ca metoda cunoscută, fără reducerea sensibilității, pe seama unei creșteri relativ reduse a puterii de intrare.

De menționat că liniarizarea se obține la o valoare bine determinată a raportului dintre rezistența $r = r^*$ și rezistența longitudinală în lipsa inducției magnetice $r_c(0)$. Or aceste rezistențe variază cu temperatura într-un mod diferit : rezistența semiconductorului $r_c(0)$ scade, rezistența metalică r^*, deci și raportul $\beta_{min} \frac{r^*}{r_c(0)}$ cresc cînd temperatura crește.

Așadar liniarizarea propusă, ca de altfel și cea dată în literatură nu se mențin decît la o temperatură bine determinată.

Noua metodă de liniarizare poate deveni însă independentă de temperatură cînd $r_s \gg r_H(B)$, dacă rezistența r^* se confecționează din materialul sondei și se află la aceeași temperatură cu sonda, dar nu se introduce în cîmp magnetic. În acest caz raportul $\frac{r^*}{r_c(0)}$ rămîne același, deci și liniarizarea se menține la orice valoare a temperaturii. Un astfel de rezultat nu poate fi obținut cu schema cunoscută, deoarece rezistența de sarcină este rezistența unui aparat de măsură al unui amplificator sau al unui releu care variază cu temperatura într-un mod diferit decît $r_H(0)$.

Al doilea avantaj al metodei constă deci în posibilitatea liniarizării caracteristicii independent de temperatură.

Se pune însă problema asigurării simultane şi a compensării micşorării cu temperatura a sensibilităţii în gol K_0. În [6] se preconizează această compensare tot prin legarea în paralel cu r_c a unei rezistenţe metalice r. Deoarece r_c scade, iar r şi deci raportul $\frac{r}{r_c}$ cresc cu creşterea temperaturii, curentul de comandă $I_c = I \frac{1}{1 + \frac{r_c}{r}}$ creşte cu temperatura, compensînd micşorarea sensibilităţii. Or această compensare nu se menţine cînd inducţia variază din cauza dependenţei lui r_c de inducţie. Se mai propune [2] compensarea temperaturii prin conectarea în serie sau în paralel cu sarcina a unor termorezistenţe astfel alese încît cu creşterea temperaturii $\lambda = \frac{r_s}{r_H(0)}$ să crească potrivit pentru a menţine constantă sensibilitatea C_I' din expresia (9). Şi în acest caz variaţia lui λ cu temperatura strică liniarizarea şi variaţia cu inducţia a lui $(r_H B)$ strică termocompensarea. Rezultă că termocompensarea ca să nu influenţeze liniarizarea trebuie fie să acţioneze asupra inducţiei magnetice, fie asupra curentului I. O soluţie constă de exemplu în legarea în serie cu sursa

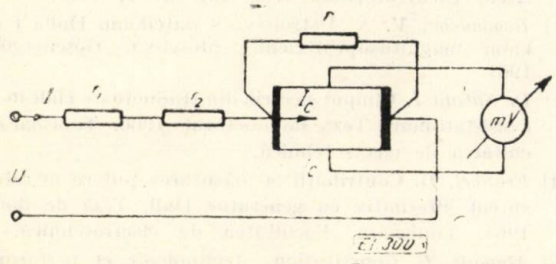


Fig. 5. Schemă de liniarizare şi compensarea variaţiei sensibilităţii în gol cu temperatura.

a unui termistor r_1 şi a unei rezistenţe r_2 mari în comparaţie cu $r_c(B)$ (fig. 5), astfel alese încît curentul:

$$I = \frac{U}{r_1 + r_2 + \frac{r\, r_c(B)}{r + r_c(B)}} \approx \frac{U}{r_1 + r_2}$$

să crească cu creşterea temperaturii, asigurînd menţinerea constantă a produsului $K_0 I$.

3. Liniarizarea caracteristicii sondelor alimentate cu tensiune constantă

Se ştie din literatură [1] că creşterea cu inducţia B a rezistenţei longitudinale este mai pronunţată decît cea a sensibilităţii în gol K_0. Ca urmare, din expresia (3) a tensiunii Hall la sonde alimentate cu tensiunea U constantă, rezultă că în general liniaritatea nu este asigurată: liniaritatea se poate însă obţine simplu prin conectarea în serie cu sonda a rezistenţei r (fig. 6). Expresia tensiunii Hall în sarcină devine:

$$U_H = K_0 \frac{U}{r} B \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta} \frac{r_c(B)}{r_c(0)}} \frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda} \frac{r_H(B)}{r_H(0)}}. \quad (10)$$

Procedînd ca mai sus, la r_s, deci λ dat, se obţine un anumit raport β_{min} pentru care eroarea de produs al funcţiei $U_H = f(UB)$ este mi-

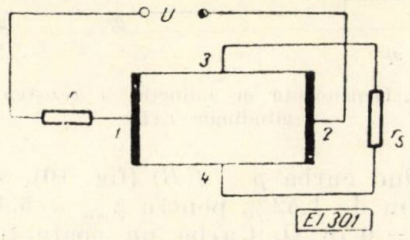


Fig. 6. Schemă de liniarizare a caracteristicii $U_H = f(UB)$.

nimă. Pentru ca β_{min} să fie independent de temperatură, rezistenţa r se confecţionează din materialul sondei, dar nu se plasează în cîmpul magnetic. Deoarece la InSb, K_0 şi r variază aproximativ la fel cu temperatura, se realizează implicit şi o oarecare compensare termică pentru cazul cînd $r_H \ll r_s$. O compensare de mai mare precizie a micşorării lui K_0 cu creşterea temperaturii se poate obţine numai asigurînd dependenţa de temperatură corespunzătoare a inducţiei magnetice printr-una din metodele date în literatură [8].

4. Verificări experimentale

S-au efectuat verificări experimentale cu o sondă din InSb (fig. 7). Contactul Hall suplimentar $3'$ serveşte la compensarea tensiunii de zero cu schema dată în figura 6. Variaţia rezis-

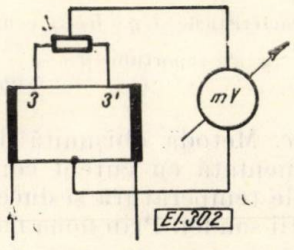


Fig. 7. Sonda utilizată în măsurători cu indicarea schemei de compensare a tensiunii de zero.

tenţei longitudinale cu inducţia ridicată experimental folosind contacte duble de curent (fig. 8, *a*) este dată în figura 8, *b*. După o prealabilă compensare a tensiunii de zero s-au ridicat experimental curbele $U_H = f(B)$, la curentul I continuu şi constant în cîmp magnetic

invariabil în timp, pentru valori ale rezistenței r legată în paralel cu $r_c(B)$ egale cu ∞, 1,36; 1,16, și 0,76 (curbele *1*, *2*, *3*, *4* din fig. 9). De menționat că $r_c(0) = 0{,}14\ \Omega$, iar conductele de legătură pentru alimentarea sondei au rezistența $r_L = 0{,}66$.

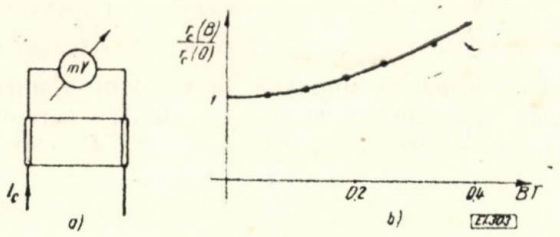


Fig. 8. Dependența de inducție a rezistenței longitudinale $r_c(B)$.

Ridicînd curba $p = f(B)$ (fig. 10), se obține un minim de 1,52% pentru $\beta_{min} = 5{,}42$, adică $r_L + r = 0{,}76\ \Omega$. Curba nu poate fi trasată pentru $\beta < 5{,}42$ din cauza rezistenței mari a firelor de legătură.

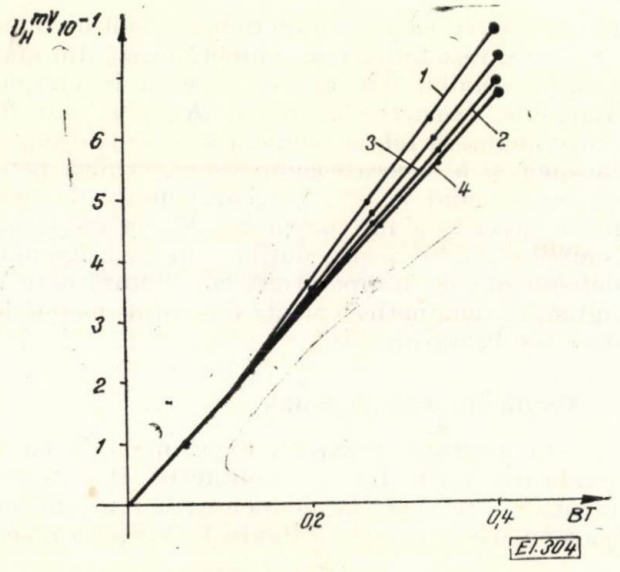


Fig. 9. Caracteristicile $U_H = f(IB)$ pentru diferite valori ale raportului $\beta = \dfrac{r}{r_c(0)}$

Concluzie. Metoda obișnuită de liniarizare a sondei alimentată cu curent constant este dependentă de temperatură și duce la micșorarea sensibilității sondei. Prin noua metodă se obține o liniarizare tot atît de bună ca și cu cea cunoscută care este independentă de temperatură și nu provoacă micșorarea sensibilității dacă

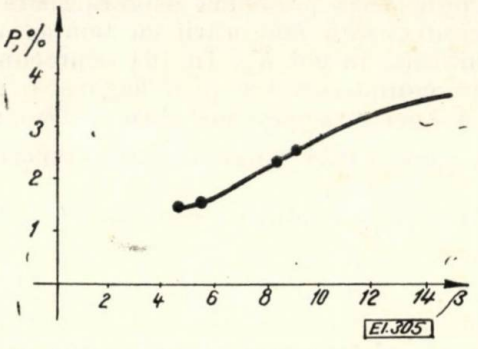


Fig. 10. Dependența erorii de produs p de raportul β la sondă aflată practic în gol.

se mărește corespunzător puterea de intrare. Noua metodă permite adaptarea uneia dintre metodele cunoscute pentru a se obține simultan și compensarea variației sensibilității cu temperatura. Cu a doua schemă propusă se obține aceleași rezultate și la sonde alimentate cu tensiune constantă.

Bibliografie

[1] *Kuhrt, F.* și *Hartel, C.* Der Hallgenerator als Vierpol. În: Arch. Elektrotechnik, vol. **43**, nr. 1, 1957.

[2] *Bogomolov, V. N.* Ustroistva s datcikami Holla i datcikami magnitosoprotivlenie. Moscova, Gosenergoizdat 1961.

[3] *De Sabata I.* Cîmpul electric din traductoare Hall în regin cvasistaționar. Teză de doctorat 1966, Timișoara. Fa cultatea de electrotehnică.

[4] *Fränkel, D.* Contribuții la măsurarea puterii în rețele d curent alternativ cu generator Hall. Teză de doctora 1964, Timișoara. Facultatea de electrotehnică.

[5] *Mongiu, F.* Constitution, technologie et performance des generateurs à effet Hall. În: R.G.E., vol. **76**, nr. 4 apr 1967, p. 635–644.

[6] *Sun-Su-Fo.* Izmerenie mocinosti posredstrom poluprc vodnikovih priborov. Moscova-Leningrad, Gosenergoiz dat, 1958.

[7] *Bullmann, W. E.* Application of the Hall effect. În Solid-State Electronics, vol. **9**, nr. 5, 1966, p. 361–37

[8] *Șora, C.* și *Heler, A.* Contribuții privind compensare influenței temperaturii asupra tensiunii Hall. În: Ele trotehnica, vol. **14**, nr. **12**, 1966, p. 443.

Intrat în redacție la 22.I.196

DIN ACTIVITATEA DE CERCETARE

Cu privire la caracteristica electrică generalizată a arzătoarelor cu jet de plasmă

Manfred Nachman și Adriana Gheorghiu* — București

CZ 537.525.6 : 662.59

Pentru a evita dificultățile matematice de care este legată determinarea pe cale teoretică a caracteristicii tensiune-curent ($U-I$) a arzătoarelor cu jet de plasmă, se preferă, de cele mai multe ori, să se stabilească pe cale experimentală dependența

$$U = U(I),$$

pentru diferite regimuri de funcționare și diferite geometrii ale arzătorului. Cum s-a arătat, în [1], [2], [4] și [5], este posibilă deducerea unei relații criteriale care să reprezinte o generalizare a caracteristicii $U-I$, astfel încît o singură curbă să redea condițiile de funcționare a arzătorului pentru diferite debite ale gazului plasmagen și diferite diametre ale ajutajului-anod. Sub formă adimensională această relație se scrie [2]:

$$\frac{Ud\,\sigma_0}{I} = f\left(\frac{I^2}{Gd\,\sigma_0\,h_0}\right), \qquad (1)$$

unde :

$\frac{Ud\,\sigma_0}{I}$ este un criteriu dedus din legea lui Ohm ;

$\frac{I^2}{Gd\,\sigma_0 h_0}$ — un criteriu dedus de Kutateladze din ecuația bilanțului energetic în coloana pozitivă a jetului de plasmă ;

G — debitul masic de gaz plasmagen prin arzător ;

d — diametrul ajutajului-anod (în ipoteza că coloana umple tot ajutajul) ;

σ_0 și h_0 sînt respectiv conductivitatea electrică medie și entalpia specifică medie a gazului plasmagen în condițiile date de funcționare a arzătorului.

Pentru un gaz dat (σ_0 , h_0), relația (1) poate fi înlocuită printr-o relație dimensională :

$$\frac{Ud}{I} = f\left(\frac{I^2}{Gd}\right). \qquad (2)$$

Pentru un arzător cu electrozi tubulari, coaxiali, de cupru (fig. 1), cu injecție tangențială a gazului plasmagen, s-a găsit [2], [4] că, pentru un diametru dat d al electrozilor, punctele experimentale care reprezintă dependența lui $\frac{Ud}{I}$ de $\frac{I^2}{Gd}$ se situează în vecinătatea curbei :

$$\frac{Ud}{I} = A\left(\frac{I^2}{Gd}\right)^{-b} \qquad (3)$$

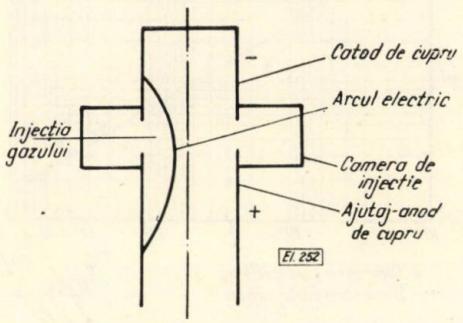


Fig. 1. Sistemul catod-anod la un arzător cu electrozi tubulari, coaxiali, de cupru.

unde $b = 0{,}69$, iar A este o constantă care depinde de diametrele electrozilor, gazul plasmagen fiind aer sau azot.

Lucrînd cu hidrogen drept gaz plasmagen și la intensități de curent mici, alți autori [3] găsesc că atît pentru arzătoare cu electrozi tubulari, cît și pentru cele cu catod masiv și anod tubular, caracteristica generalizată ia forma :

$$\frac{Ud}{I} = A\left(\frac{I^2}{Gd}\right)^{-0{,}33}\left(\frac{I^{2/3}}{d}\right)^{-1}. \qquad (4)$$

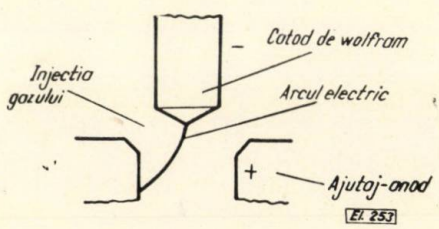


Fig. 2. Sistemul catod-anod la un arzător cu electrod masiv de wolfram și ajutaj-anod de cupru.

Cum fenomenele electrice și termice dintr-un arzător convențional (cu catod de wolfram masiv și ajutaj-anod de cupru (fig. 2)) nu diferă în mod esențial de cele din arzătorul cu electrozi tubulari de cupru de tipul celui din figura 1, se propune să se verifice în ce măsură

* Fizician *M. Nachman* este cercetător principal la I.C.P.E. și fizician *A. Gheorghiu*, cercetător stagiar la același institut.

relaţia (2) poate fi aplicată unui arzător de tipul celui din figura 2. Folosind argonul drept gaz plasmagen ($0{,}5$ g/s $< G <$ $1{,}5$ g/s), o injecţie tangenţială a gazului, ajutaje de diametre diferite *) (0,4 şi 0,5 cm) şi un catod de wolfram thoriat cu diametrul de 0,4 cm, s-a determinat dependenţa lui $\frac{Ud}{I}$ de $\frac{I^2}{Gd}$ (pentru : 50 A $< I <$ 450 A). Rezultatele sînt redate în figura 3. Se constată că în scară logaritmică,

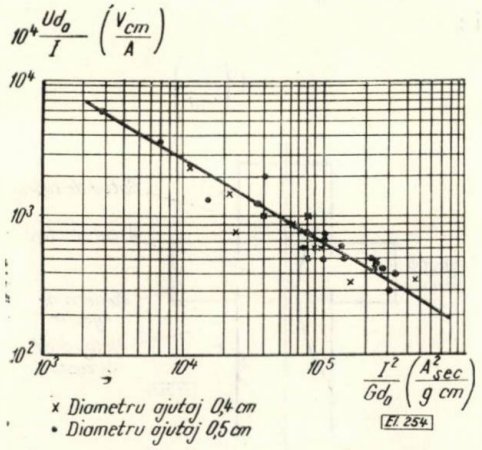


Fig. 3. Caracteristica generalizată a unui arzător cu catod de wolfram şi ajutaj-anod de cupru.

punctele experimentale se situează cu o aproximaţie satisfăcătoare pe o dreaptă; prin urmare avem :

$$\frac{Ud}{I} = A \left(\frac{I^2}{Gd}\right)^{-b}, \qquad (5)$$

A fiind o constantă pozitivă.

* Diametrul ajutajului este suficient de mic pentru ca, în condiţiile de debit şi de curent în care s-a lucrat, să se poată admite că arcul umple practic în întregime ajutajul.

Din figura 3 rezultă pentru b valoarea :

$$b = 0{,}6$$

în bună concordanţă cu valoarea 0,69 obţinută în [2].

Se poate conchide că relaţia (2) este aplicabilă şi arzătoarelor cu jet de plasmă de tipul celor din figura 2, funcţionînd cu argon. Există deci posibilitatea de a obţine, din caracteristica $U-I$ determinată pentru un anumit debit şi un anumit diametru al ajutajului, caracteristicile $U-I$ pentru alte debite şi alte diametre ale ajutajului, fără a mai fi necesară efectuarea întregii game de măsurări.

Dependenţa $U-I$ rezultă din (5) :

$$U = AG^b\, d^{-(1-b)}\, I^{-(2b-1)}. \qquad (6)$$

Se observă că, în domeniul de curenţi şi debite în care s-a lucrat, caracteristica $U-I$ este căzătoare, U crescînd o dată cu G şi scăzînd cu creşterea lui d.

Bibliografie

[1] *Kutateladze, S. S.* şi *Iasko, O. I.* Obobşcenie harakteristik elektrodugovîh podogrevatelei. În : Injenerno-fiziceskii Jurnal **7**, nr. 4, 1964, p. 25–27.

[2] *Jidovici, A. I., Saveliev, O. A.* şi *Iasko, O. I.* Obobşcenie voltampernîh harakteristik gheometriceski nepodobn îh elektrodugovîh podogrevatelei. În : Injenerno-fiziceskii Jurnal **11**, nr. 5, 1966, p. 625–629.

[3] *Voronin, B. D., Ţirlin, A. M.* şi *Smelianski, M. Ia.* Metodika rasciota rabocih parametrov s uciotom gazodinamiceskih faktorov i opredelenie osnovnîh gheometriceskih razmerov elektrodugovogo gheneratora s vihrevoi gazovoi stabilizaţiei dughi. În : Izvestia S.O. Akademii Nauk S.S.S.R., seria tehniceskih nauk, nr. 10, fasc. 3, 1966, p. 57–65.

[4] *Dautov, G. Iu.* şi *Jukov, M. F.* Nekotoriie obobşcenia issledovanii elektriceskih dug. În : Jurnal P.M.T.F., nr. 2, 1965, p. 97–105.

[5] *Dautov, G. Iu.* şi *Jukov, M. F.* Kriterialnoie obobşcenie harakteristik plazmatronov vihrevoi schemî. În : Jurnal P.M.T.F. nr. 6, 1965, p. 111–114.

Intrat în redacţie la 7.II.1968

RECENZII

CZ 621. 315. 61. 027. 3

K. NYLUND şi W. MOLLER. **Perfecţionarea izolaţiei moderne de înaltă tensiune** (Entwicklung von modernen Hochspannungsisolationen). În : Bull. Schweiz. elektrotechn. Vereins **58**, nr. 11, 1967, p. 477—489, 17 fig., 2 tab., 21 ref. bibl.

Dat fiind creşterea continuă a puterii pe unitate a turbo şi hidrogeneratoarelor, problema schemelor de izolaţie este considerată de primă importanţă la construcţia maşinilor electrice de foarte mare putere.

Autorii, specialişti în tehnica izolaţiei maşinilor electrice, colaboratori ai fabricii Oerlikon din Elveţia, examinează într-un amplu articol stadiul schemelor de izolaţie folosite în construcţiile moderne de maşini electrice.

Analizînd în mod critic schemele clasice de izolaţie, folosite pînă în ultimii ani în Europa şi S.U.A., se constată că datorită termoplasticităţii materialelor folosite s-au ivit avarii serioase la maşinile construite cu aceste scheme de izolaţie. În esenţă, aceste scheme foloseau ca material de bază mică (sub formă de benzi), iar ca lianţi şi compounduri de impregnare, răşinile oleobituminoase sau şelac. Variantele constructive ale acestor scheme erau numeroase, însă se puteau grupa în două categorii, şi anume : continue (cu benzile de mica înfăşurate pe întreaga lungime a barelor statorice) şi discontinue (cu teci din micafoliu pe părţile de crestătură şi benzi de mică pe părţile de capăt). Din cauza plasticităţii materialelor de impregnare straturile de mică se deplasau mai ales în zonele de graniţă (între părţile de capăt şi crestătură), fenomene care duceau la micşorarea pragului de ionizare. În plus, tot din cauza materialului de impregnare, era limitată şi clasa termică de izolaţie.

Prin crearea noilor sisteme de izolaţie termorigide cu denumirea generică termalastic s-a ridicat clasa termică de izolaţie (de la B la F) şi în plus a crescut siguranţa în exploatare. În esenţă, aceste sisteme folosesc ca materiale izolante hîrtie de mică pe suport de ţesătură de sticlă şi impregnată în răşini sintetice, termorigide. La început s-au folosit răşinile poliesterice, iar astăzi se întrebuinţează în special răşinile epoxidice. Variantele acestor sisteme de izolaţie sînt numeroase şi se grupează în jurul a două principale procedee, şi anume :

— benzi de hîrtie de mică pe suporturi de ţesătură de sticla, mătase sau folii sintetice rezistente la temperaturi ridicate şi cu un conţinut scăzut de răşini sintetice cu rolul de lianţi. Barele statorice înfăşurate cu aceste benzi se impregnează cu răşini expoxidice şi apoi întărite ;

— benzi de hîrtie de mică impregnate în prealabil cu răşini epoxidice care nu mai necesită vreo impregnare ulterioară.

Aceste sisteme noi de izolaţie sînt studiate temeinic în laboratoarele principalelor firme constructoare de maşini electrice.

Încercările efectuate au arătat superioritatea primului sistem, în special la acţiunea vibraţiilor şi cu deformări mecanice mai reduse.

Încercările la îmbătrînire folosesc ca parametri comparativi : pierderile dielectrice (tg δ), curentul de absorbţie, indicele de polarizare, rezistenţa izolaţiei şi pragul de ionizare. Ca alt criteriu de comparaţie, autorii consideră tensiunea, respectiv gradientul de străpungere înainte şi după ciclurile de îmbătrînire artificială.

Ampla lucrare prezintă date preţioase cu privire la încercările comparative ale celor două sisteme. De menţionat că în lucrări similare se prezintă mult mai succint rezultatele încercărilor, în special de lungă durată, probabil considerate secrete de fabricaţie.

În final, se prezintă rezultatele unor încercări şi programul urmăririi în exploatare a maşinilor electrice izolate cu sistemele arătate.

Lucrarea este de real folos pentru cercetătorii şi proiectanţii fabricilor noastre de maşini electrice, care sînt în faza de introducere în fabricaţie a noilor scheme de izolaţie.

A. Bercu

CZ 621.3 (075.8)

A. FRÜHLING. **Curs de electricitate** (Cours d'Électricité). Paris, Dunod, 1966.

Cele două volume ale cursului cuprind şapte părţi, 25 de capitole şi 870 de pagini.

În primul volum se prezintă legile generale ale regimului staţionar şi cvasistaţionar, iar în capitolul al doilea se fac consideraţii privind regimul sinusoidal, propagarea undelor şi teoria particulelor elementare.

Se face o expunere a legilor electrotehnicii, ţinîndu-se seamă de bazele fizice ale fenomenelor, de bazele tehnice şi de bazele matematice. S-a avut în vedere şi o legătură între disciplinele înrudite cu electrotehnica, cu scopul de a prezenta mai în detaliu o serie de fenomene care se situează la graniţa disciplinelor înrudite. S-au dezvoltat cu precădere aspectele macroscopice, fără a se neglija teoria electronilor. Partea referitoare la maşini este prezentată concis şi sintetic. Astfel, se arată ecuaţiile generale ale maşinilor, bilanţul puterilor etc. Cursul este o sinteză a prelegerilor ţinute de autor timp de 15 ani la Facultatea de ştiinţe din Nancy. După o prezentare elementară a electrostaticii şi magnetostaticii se face o expunere în detaliu a fenomenelor şi a legilor generale şi se dau o serie de exemple pentru ilustrarea părţilor teoretice ale lucrării.

În lucrare se fac consideraţii în extenso asupra cîmpului Laplacian, asupra problemelor cu caracter energetic, asupra circuitelor şi asupra liniilor lungi cu şi fără pierderi.

Un capitol este consacrat maşinilor electrice de curent alternativ, care, la etapa actuală cînd pe glob producţia anuală de energie depăşeşte 2.10^{12} kWh, prezintă o importanţă deosebită. Sistemul folosit la redactare este MKSA cu indicaţii speciale pentru trecerea la sistemul internaţional. Fiecare capitol este însoţit de un scurt rezumat care arată principalele aspecte tratate.

Cele şapte părţi cuprind următoarele probleme :

I. Electrostatica se dezvoltă în şapte capitole : cîmpul şi potenţialul electrostatic în vid ; conductoare electrice în vid ; efectele distribuţiei electricităţii pe conductoare aşezate în vid ; capacităţi şi condensatoare dielectrice ; energia electrostatică şi forţele electrostatice.

II. Electrocinetica curentului continuu. După o serie de generalităţi asupra curentului electric, în general, şi asupra curentului continuu, în special, se prezintă legile trecerii curentului printr-un conductor. Se formulează legile lui Kirchhoff şi se arată distribuţia curentului în spaţiu. Ultimele două capitole se referă la trecerea curentului prin electroliţi (legi şi fenomene) şi la pilele termoelectrice (acumulatoare şi pile).

III. Studiul fenomenelor magnetice independente de timp sau magnetostatice. Prezentarea problemelor se face în următoarea ordine :

Efectele magnetice ale sarcinilor în mişcare (forţe şi momente magnetice) şi aplicaţiile lor. Se consacră un subcapitol efectului Hall.

Acţiunile magnetice produse de curentul continuu. Se prezintă teorema lui Ampère, ecuaţiile lui Maxwell-Ampère, potenţialul vector al cîmpului de inducţie şi aplicaţiile sale.

Interacţiunea magnetică. Se calculează coeficienţii de inducţie mutuală şi se prezintă relaţiile de calcul ale inductanţelor.

Mediile magnetice. Influenţe interne şi externe. Substanţele feromagnetice, proprietăţi generale şi aplicaţii (circuite magnetice şi magneţi permanenţi).

IV. Fenomene electrice şi magnetice variabile în timp. În această parte se prezintă fenomenul inducţiei magnetice şi legile care guvernează fenomenele fizice. Apoi se trece la prezentarea fenomenelor de inducţie în regim variabil. În penultimul capitol se dau relaţiile de calcul al energiei magnetice în vid şi într-un mediu liniar oarecare şi se fac consideraţii asupra energiei electromagnetice în cazul mediilor feromagnetice. Ultimul capitol din această parte tratează forţele magnetice : expresii şi aplicaţii la maşinile de curent continuu şi la aparate electrice de diverse tipuri.

V. Curentul alternativ. Se începe cu electrocinetica curentului sinusoidal şi se fac incursiuni privind puterea în regim sinusoidal; acţiunile electromagnetice în regim sinusoidal; dipoli şi cvadripoli; noţiuni asupra filtrelor; linii cu constante uniform repartizate şi maşinile electrice de curent alternativ.

VI. Ecuaţiile generale ale electromagnetismului. Aplicaţii. După prezentarea legilor fundamentale ale regimurilor independente de timp şi ale celor dependente de timp se descrie fenomenul de propagare a undelor electromagnetice în dielectrici omogeni şi în ghiduri de diferite forme care prezintă interes teoretic şi practic. Un capitol este destinat distribuţiei curentului în conductoare în regim sinusoidal, iar ultimul capitol din această parte se ocupă cu teoria relativităţii restrînse.

VII. Teoria particulelor elementare. Ultima parte a cursului cuprinde următoarele probleme: sarcina electronului şi a altor particule elementare; curentul electric în gaze; electronii liberi în medii solide (principiile fundamentale ale mecanicii cuantice şi conceptul de electron liber în teoria lui Sommerfeld); contacte între două medii diferite (prezentarea fenomenelor şi scrierea relaţiilor lucrului mecanic de smulgere a particulelor elementare). Se prezintă apoi acţiunea cîmpului asupra particulelor încărcate şi noţiuni privind caracteristicile şi modul de funcţionare a tuburilor electronice.

Lucrarea cuprinde şi trei anexe. În primele două se prezintă elemente de calcul vectorial; principii şi legi folosite în termodinamică, iar în ultima anexă se arată valorile numerice ale constantelor fundamentale folosite în electrotehnică. Bibliografia care încheie cursul cuprinde o parte generală şi zece părţi pe diverse capitole speciale ale lucrării.

Din structura lucrării rezultă că autorul a reuşit ca, într-un număr relativ restrîns de pagini, să prezinte succint şi unitar o serie de probleme din domeniul electrotehnicii teoretice, fără însă a neglija o serie de exemplificări utile înţelegerii fenomenelor fizice expuse. Acurateţea lucrării, nivelul prezentării, claritatea expunerii, lipsa demonstraţiilor ample, completarea părţii matematice, a schemelor şi a fenomenelor fizice pe măsură necesarului fac din lucrare un manual util celor ce studiază bazele electrotehnice, atît sub aspect teoretic, cît şi din punct de vedere practic.

A. Carabulea

CZ 621.3.0(021)

J. Thurin. **Electricitate generală** (Électricite Générales). Paris, Ed. Eyrolles, 1968.

În cuprinsul a 12 capitole propriu-zise, un capitol preliminar la început şi o anexă cu exerciţii la sfîrşit, se prezintă o serie de probleme de electrotehnică, insistîndu-se asupra legilor şi teoremelor care guvernează fenomenele fizice. Nu este trecută cu vederea legătura, pe de o parte, cu cercetarea aspectelor fizice macro şi microscopice, iar pe de altă parte se subliniază o serie de aplicaţii în tehnică ale legilor prezentate. Conţinutul problemelor dezvoltate în lucrare se referă la:

În capitolul preliminar se prezintă o serie de elemente de calcul vectorial, fără a depăşi limita noţiunilor necesare înţelegerii relaţiilor vectoriale aplicate în electrotehnică. Cele douăzecişiuna de relaţii se formulează şi se scriu clar, se dau regulele de calcul şi se explică o serie de demonstraţii, fără a neglija aspectele esenţiale din teoria şi modul de aplicare a calculului vectorial. Se arată cum se pot folosi coordonatele cilindrice şi sferice prin exemplificări sugestive.

Primul capitol cuprinde expresiile de calcul şi proprietăţile cîmpului şi potenţialului electric în vid. După prezentarea premiselor teoretice şi practice, care permit definirea riguroasă a mărimilor electrice, se fac consideraţii asupra unităţilor de măsură. Se scriu expresiile fluxului electric în funcţie de poziţia sarcinii punctiforme în interiorul sau exteriorul suprafeţei. Se arată forma simplificată şi completă a teoremei lui Gauss, a ecuaţiilor lui Poisson şi Laplace. Capitolul de încheie cu expresiile cîmpului electric produs în diverse situaţii practice.

Problemele privind electrizarea conductoarelor în vid fac obiectul celui de-al doilea capitol. După prezentarea principalelor aspecte teoretice şi practice, se scriu relaţiile matematice pentru: teorema lui Coulomb, presiunea electrostatică, capacitatea conductoarelor izolate, coeficienţii de influenţă etc. Se fac consideraţii asupra problemelor de echilibru, unicitatea soluţiilor şi se prezintă succint metodele pentru studierea cîmpului electric produs de conductoarele electrizate.

Dielectricii se tratează în capitolul al treilea. Se începe cu polarizarea dielectricilor prezentîndu-se relaţiile de calcul al potenţialului şi al cîmpului produs de dielectric într-un punct situat în interiorul şi în exteriorul mediului dielectric considerat. De remarcat că se scriu relaţiile pentru inducţia electrică sub o formă sugestivă, fără a neglija aspectele esenţiale ale teoriei cîmpului. Ultimele două părţi cuprind consideraţii asupra dielectricilor ideali şi reali.

Energia şi forţele electrostatice sînt prezentate în capitolul al patrulea. Se scriu relaţii pentru calculul energiei electrostatice al unui sistem de conductoare în echilibru, energia unui condensator şi a energiei localizate în afara conductoarelor. În privinţa forţelor electrostatice se prezintă partea teoretică (premise şi relaţii de calcul) şi o serie de aplicaţii de interes practic. Astfel, se descriu electrometrele şi două tipuri de maşină electrostatice.

În capitolul al cincilea se expun problemele curentului continuu, cum ar fi: densitatea de curent, proprietăţile vectorului densităţii curentului, densitatea superficială a curentului şi puterea electrică.

În partea a doua se arată o serie de aspecte privind trecerea curentului prin conductoare. După prezentarea legilor şi teoremelor specifice acestor aspecte se descrie efectul termic şi chimic al curentului şi forţele electromotrice, indicîndu-se aparatura pentru măsurarea lor.

Cel de-al şaselea capitol cuprinde o serie de aspecte legate de electromagnetism. Principalele probleme tratate: a) inducţia magnetică (legea lui Laplace), acţiunea forţelor asupra sarcinilor mobile plasate într-un cîmp magnetic, lucrul forţelor magnetice, conservarea fluxului vectorului de inducţie, efectul Hall etc.; b) cîmpul produs de un curent (legea lui Ampère, legea lui Biot-Savart), cîmpul produs de un solenoid etc.

Magnetismul şi implicaţiile sale se dezvoltă în capitolul al şaptelea. Cele opt probleme descrise se referă la: dipoli magnetici; studiul mediului magnetic; inducţia magnetică; feromagnetismul; magneţi permanenţi; circuitele magnetice; electromagneţii; teoria modernă a magnetismului.

Curenţii variabili şi inducţia electromagnetică se tratează în capitolul al optulea. Se dezvoltă următoarele probleme: legile curentului electric în regim variabil, inducţia electromagnetică; inductivităţii mutuale şi proprii, diferite feluri de energii; calculul coeficienţilor de inducţie.

Curentul alternativ este dezvoltat în capitolul al nouălea. Principalele probleme tratate se referă la curenţii sinusoidali şi curenţii periodici nesinusoidali.

Studiul reţelelor electrice cu patru borne parcurse de curenţii sinusoidali se face în capitolul al zecelea. Cele două probleme mari dezvoltate se referă la cuadripoli şi filtre electrice.

Cîmpul electromagnetic se tratează în capitolul al unsprezecelea. Problemele dezvoltate se referă la: ecuaţiile Maxwell şi expresiile potenţialelor lui Maxwell şi Lorentz; cîmpul electromagnetic în dielectrici, în medii bune conducătoare şi rău conducătoare, teoria liniior lungi, expresiile vectorului lui Poynting şi teoria antenei.

Ultimul capitol se referă la unităţile electrice.

În anexă se dau o serie de exerciţii cărora li se indică modul de rezolvare.

Lucrarea cuprinde 530 pagini, un indice alfabetic şi opt referinţe bibliografice. Din structura lucrării rezultă o prezentare succintă şi clară a fenomenelor şi relaţiilor de calcul a diverselor mărimi electrice şi magnetice. De remarcat sublinierile făcute de autor pentru cele mai importante probleme teoretice şi practice şi prezentarea sugestivă a legilor şi teoremelor din electrotehnică.

Lucrarea prezintă interes atît în privinţa conţinutului, cît şi a formei, pentru electrotehnicienii care lucrează în învăţămînd sau în producţie.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 621. 311 *Uzine generatoare*

CZ 621. 311. 4

Kneazevski, B. A. şi Livşit, V. S. **Coeficientul de folosire a puterii electroreceptoarelor industriale** (O Koefiţiente ispolzovanie moscinosti promîşlennîh electropriomnicov). În : Elektricestvo, nr. 1, 1968, p. 6—10, 1 tab., 4 ref. bibl.

După formularea problemei se arată stadiul cercetărilor din literatură şi se subliniază aspectele noi luate în discuţie. Se prezintă structura coeficientului de folosire a puterii active pentru diverse tipuri de receptoare şi se arată care este modelul fizic corespunzător. Se indică valorile numerice prevăzute de norme şi cele maxime realizate în diverse instalaţii industriale. Se constată că la o exploatare raţională a consumatorilor coeficientul de folosire a puterii are valori ridicate. Se prezintă relaţiile de calcul al coeficientului de folosire a puterii atît în cazul unui singur consumator, cît şi pentru o grupă de consumatori industriali consideraţi drept un consumator echivalent. Consideraţiile teoretice au dus la o serie de relaţii simple şi cu largi perspective de aplicare. Pentru a ilustra modul de folosire a formulelor deduse se prezintă un exemplu numeric, ţinînd seamă de tipul consumatorilor şi de condiţiile de alimentare. În încheiere se fac o serie de recomandări utile practicii de exploatare a receptoarelor de energie electrică.

A.C.

CZ 621.313 *Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare*

CZ 621. 313

Andersson, A. R. ş. a. **Evaluarea unei noi scheme de izolaţie pentru maşinile electrice de mari puteri lucrîndla înaltă tensiune** (Evaluation for a new development in HV insulation for large machines). În : I.E.E. Transactions Power Apparatus and Systems **86**, nr. 2, 1967, p. 224—229, p. 230.

Se prezintă noul sistem de izolaţie termorigid, pentru statoarele maşinilor electrice de mare putere, elaborat de firma suedeză ASEA, cu denumirea comercială MICAPACT. Această izolaţie este de tip continuu şi foloseşte hîrtie de mică pe suport de ţesătură de sticlă, avînd un procentaj redus de răşini epoxidice (care serveşte doar ca liant). După înfăşurare, bobinajele statorice sînt uscate şi apoi impregnate în vid cu un amestec de răşini epoxidice, întăritori, plastifianţi şi alte componente. Acest amestec a fost determinat după studierea a peste 100 compoziţii, după care s-au stabilit principalii factori ai procesului tehnologic, şi anume : temperatura, vidul, timpul pentru fiecare fază.

Caracteristicile dielectrice şi mecanice ale noului sistem de izolaţie sînt superioare izolaţiei clasice termoplastice cu compounduri oleo-bituminoase. Astfel, tg δ măsurată la 3 kV, 20°C, este de 0,010, faţă de 0,02 (la izolaţia termoplastică).

În continuare se efectuează studiul îmbătrînirii artificiale a izolaţiei pe machete. După 10 000 ore de funcţionare la temperatura 160°C s-a observat o uşoară modificare a pierderilor dielectrice. Totodată coeficientul de conductibilitate a scăzut, însă într-o mai mică măsură decît la izolaţia clasică termoplastică. Noua schemă de izolaţie este destinată a lucra la tensiuni nominale de 11 kV şi mai mari.

A.B.

CZ 621. 313. 045

Bartos, D. M. **Elaborarea tehnologiei izolării bobinajelor statorice cu răşini siliconice prin metoda formării** (Technique developed to mold form — Wound stator coil insulation). În : Insulation **13**, nr. 3, 1967, p. 61—66, 14 fig.

Se prezintă o nouă tehnologie — realizată de o firmă constructoare de maşini electrice din S.U.A. (Dow Corning) — pentru izolarea bobinajelor statorice. Vechea metodă folosea benzi din cauciuc siliconic care erau înfăşurate pe bobine.

Noua tehnologie foloseşte metoda presării bobinajelor în forme în care se introduce un cauciuc siliconic cu caracteristici mecanice şi dielectrice îmbunătăţite ; se prezintă amănunţit tehnologia presării, formării şi vulcanizării. Caracteristicile dielectrice ale noului cauciuc siliconic sînt : $E_{str} = 18$ kV/mm ; $\rho_v = 1{,}2 \cdot 10^{16}$ Ω cm ; tgδ (la 60 Hz) $= 1{,}5 \cdot 10^{-3}$, ε (tot la 60 Hz) $= 3$.

Încercări efectuate pe o maşină electrică cu puterea 110 kV (izolată după metoda de mai sus) au arătat rezistenţa excepţională la acţiunea mediului salin. (După menţinerea timp de 12 săptămîni în apă cu un procentaj de 3% sare, R_{iz} al maşinii nu a scăzut sub 10^6 MΩ.)

Acest procedeu de izolaţie se recomandă pentru electromotoarele destinate a lucra pe nave, în mine, în industria chimică şi a cimentului şi în general în locuri cu medii foarte agresive.

De asemenea, procedeul este indicat şi la izolaţia polilor motoarelor de tracţiune.

A.B.

CZ 632.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.211

Kutschera, K. **Rigiditatea dielectrică a transformatoarelor uscate de înaltă tensiune şi posibilitatea ridicării ei pe calea folosirii de noi materiale silicoiice** (Die elektrische Spannungsferstigkeit von Hochspannungs-Trockentransformatoren und die Möglichkeiten zu ihrer Erhöhung durch den Einsatz neuer Isolierstoffe auf Silikonleasis). În : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 149—141, 3 fig., 11 ref. bibl.

Se studiază problemele gradienţilor de străpungere la transformatoarele de putere uscate.

Pentru mărirea acestor gradienţi se recomandă folosirea de materiale izolante siliconice. Se prezintă aceste materiale şi se studiază caracteristicile dielectrice, în special tensiunile de străpungere.

Prototipul experimental al transformatorului realizat cu izolaţie siliconică a rezistat la încercarea la străpungere (tensiunea 45 kV), după menţinerea într-o cameră cu umiditate ridicată, timp de 24 ore. La această încercarea forma undelor de comutaţie corespunde prescripţiilor CEI ; lungimea frontului este de 200 μs şi lungimea undei 1 000 μs.

Se prezintă în continuare recomandări pentru schema de izolaţie a transformatorului cu izolaţie siliconică.

A.B.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante. Materiale de instalaţii*

CZ 621.315.2

Jordan, W. **Elemente de ecranare la cablurile de joasă şi înaltă tensiune cu izolaţie din mase plastice** (Schrimungselemente bei Nieder — und Hochspannungs — Plastkabeln). În : Elektrie **21**, nr. 4, 1967, p. 152—155, 5 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

Cablurile cu izolaţie clasică, respectiv cu hîrtie impregnată, sînt protejate mecanic cu o manta metalică şi, de asemenea, faţă de acţiunea agenţilor atmosferici (în special a umidităţii). Această armătură metalică îndeplineşte şi unele funcţii electrice, şi anume : limitează cîmpul electric, micşorează acţiunea externă inductivă a cîmpului electric al cablului, şi de asemeea poate fi folosită ca al patrulea conductor.

Cablurile cu izolaţie din mase plastice nu au nevoie de manta metalică, datorită rezistenţei la umiditate a acestor izolaţii.

De aceea se pune problema elementelor de ecranare la aceste cabluri. În special la cablurile de înaltă tensiune (peste 10 kV), ecranarea este necesară şi se realizează cu benzi metalice înfăşurate. În scopul evitării fenomenului corona şi în special a descărcărilor parţiale, benzile de ecranare trebuie strîns înfăşurate de materialele izolante şi de asemenea asigurată adezivitatea acestor materiale. Se apreciază că ρ_v a materialului de ecranare nu trebuie să depăşească valoarea 10^7 Ωcm în tot timpul funcţionării cablului.

Se prezintă date constructive pentru ecranarea cablurilor submersibile şi a celor folosite pe nave.

A.B.

CZ 621. 319 ***Electrostatică industrială***

CZ 621.319.4

Praehauser, T. **Fenomenele de ionizare şi de îmbătrînire în condensatoarele de impuls cu dielectricul hîrtieulei** (Zjawiska jonizacji i starzenia w kondensatorach impulsowych o izolacji papierowej impregnowanej olejem mineralnym). În: Przeglad Elektrotechniczny 43, nr. 4, 1967, p. 137—140, 4 fig., 12 ref. bibl.

La condensatoarele de impuls de tensiune durata de viaţă se determină prin numărul de cicluri — la tensiunea nominală — la care rezistă. În general, aceste cicluri constă din următoarele faze: încărcarea condensatorului în curent continuu în mod lent, prin intermediul unei rezistenţe de limitare; menţinerea condensatorului sub această tensiune; descărcarea lui pe o impedanţă de valoare redusă. În acest sens în ucrare se fac determinări ale numărului de cicluri la tensiuni, e spectiv gradienţi de potenţial variabili.

Se mai studiază modificările chimice ale dielectricului în funcţie de numărul de impulsuri. Aceste încercări arată micşorarea gradului de polimerizare a celulozei, mai lent la 25°C şi foarte rapid la 80°C.

Studiul radiaţiei tg δ în funcţie de numărul de cicluri la care este supus condensatorul, arată că acest criteriu nu este concludent.

În schimb se consideră că valorile gradienţilor de potenţial corespunzători începutului ionizării sînt indici pentru determinarea duratei de viaţă. Se consideră că fenomenele de ionizare au loc în special în perioada de descărcare şi sînt localizate în spaţiile de conturnare.

A.B.

CZ 621.319.4: 621. 314. 222. 8. 013.24: 621.316.9

Meier, H. **Conexiuni de protecţie contra oscilaţiilor de relaxare a transformatoarelor capacitive de măsură a tensiunii** (Schutzschaltungen gegen Kippschwingungen kapazitiver Spannungswandler). În: ETZ-B,ianuarie 1968, p. 26—29, 1 fig., 3 scheme, 1 grafic.

Transformatoarele capacitive pentru măsurat tensiunea sînt utilizate, în mod special, în reţelele de tensiune foarte înaltă. Apariţia oscilaţiilor de relaxare provocată de neliniaritatea inductanţei în vid a transformatoarelor inductive intermediare poate fi acum evitată cu ajutorul unor dispozitive de protecţie. După o scurtă descriere a transformatorului capacitiv de măsurat tensiunea (condensatorul de divizare a tensiunii înalte, transformatorul intermediar pentru reducerea tensiunii la valori ce pot fi măsurate etc.) sînt indicate motivele apariţiei de ocilaţii de relaxare, arătîndu-se, de exemplu, că circuite care conţin inductivităţi cu caracteristici neliniare tind — datorită ferorezonanţei — să producă oscilaţii de relaxare, de exemplu, în momentul racordării la reţea sau în cazul scurtcircuitelor.

O metodă pentru evitarea acestor oscilaţii este limitarea supratensiunilor produse la unul din condensatoarele divizorului cu ocazia impulsului, care produce o astfel de oscilaţie, limitarea obţinîndu-se printr-un interval disruptiv montat în paralel cu condensatorul.

O altă metodă ar fi intercalarea unei rezistenţe în circuit, pentru ca astfel — prin reducerea puterii — să fie amortizată şi oscilaţia. Ambele mijloace sînt arătate în scheme. Articolul se încheie indicîndu-se şi alte metode pentru evitarea acestor oscilaţii, de exemplu, prin intercalarea unei punţi a cărei diagonală este montată în serie cu bobina de rezonanţă a aparatului

Gh.C.

SCURTE STIRI

Un laborator pentru beriliu a fost creat de către secţia de cercetări „Siemens" în Erlangen pentru a se cerceta acest material cu o greutate deosebit de mică şi cu însuşiri nucleare extrem de interesante. Se vor studia aici şi multiplele posibilităţi de utilizare a beriliului.

Din: ETZ-B, nr. 16, 1967.

Sudarea prin explozie a două materiale diferite, care altfel nu s-ar putea suda, este un procedeu dezvoltat de Krupp împreună cu specialiştii în explozivi ai firmei Wasag. Presiunile care intervin la explozii (pînă la 50 000 kp/cm²), sînt calculate anterior şi reglate cu precizie.

Din: ETZ-B, nr. 19, 1967.

Un dispozitiv complet automat care indică înălţimea la care se găsesc norii, inclusiv grosimea şi structura lor, a fost construit în Suedia de către ASEA. Dispozitivul permite măsuri pînă la 10 000 m înălţime, înregistrate automat în fiecare minut. Emiţătorul şi receptorul formează un singur aparat rezistent la intemperii.

Din: ETZ-B, nr. 19, 1967.

Sesiunea 1968 a Conferinţei Internaţionale a Marilor Reţele Electrice (CIGRÉ), care din cauza evenimentelor nu s-a putut ţine între 10 şi 20 iunie 1968, va avea loc între 21 (miercuri) şi 31 (sîmbătă) august 1968 la Paris, în sediul UNESCO, 125 avenue de Suffren, Paris 7-è, cu programul tehnic prevăzut iniţial.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR

CONTENTS

DC 621.013.2 : 621.3.041.32

Bompa, L. : **The magnetic field of ar armatureless ferromagnetic device with axial periodicity.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 245–254

The magnetic field in a magnetic device with axial periodicity has been determined by means of conformable transformations. The features studied include the field lines, field intensity, influence of the source position on the field intensity at the pole surface and the specific inductance. The experimental results are finally compared to those obtained by calculus.

DC 621.312. 004.5/6

Dobrescu, D, and *Brill, A.* : **An abacus for determining the working safety parameters of electrotechnical products.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 254–261

The working safety parameters can be determined by both analytical and grapfical methods. The paper describes a quick graphical method of calculating these parameters on the basis of statistical, experimental or exploitation data. The theoretical grounds, the working tables calculated by means of the ODRA 1013 computer and two numerical examples from the elevator system field are given.

DC 621.323.333.–585

Răduţ, C. : **Variable-speed asynchronous motors without commutators.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 261–271

The present stage and the solutions adopted to date for the production of asynchronous motors without commutators, with variable speed or speed control are pointed out. It is mainly insisted on the solutions applicable to the motors with short-circuited rotor, fed at a fixed frequency which is the case most frequently met with practice. The field amplitude modulation principle and the phase modulation principles are explained. A critical analysis is made concerning the possibilities offered by the asynchronous motors in the drives with variable speeds.

DC 621.312 : 621.357.65 : 621.389

Grünwald, E. : **Fluoborate-based electrolytes for metal laying on manufacturing printed circuits.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 272–274

The problem of achieving metallic deposits in fluoboric bathes for the obtention of printed circuits by employing widely used metals such as Pb, Sn, Fe, In, Cd, Cu, Ni is discussed.

DC 538.632 : 621.317.42

Fränkel, D. : **Concerning a new linearization possibility of the Hall well.**

Electrotehnica **16**, nr. 7, iulie 1968, p. 274–278

The description is given of a method for the linearization of the Hall well characteristic for the cases the entrance signal being voltage or electric current. The method suggested presents the advantage of not reducing the sensitivity and that of the independence toward temperature, whereas the linearization obtained is as good as that obtained by the known methods.

DC 537.525.6 : 662.59

Vachman, M. and *Gheorghiu, A.* : **Concerning the generalized electrical characteristic of plasma jet burners.**

Electrotehnica **16**, nr. 6, iulie 1968, p. 279–280

The applicability to a plasma-jet burner with massive wolfram cathode and a copper anode-nozzle of a criterial relations representing a generalization of the characteristic has been checked.

REVIEWS 281–282

ABSTRACTS 283–284

BRIEF NEWS 284

SOMMAIRE

CD 621.013.2 : 621.3.041.32

Bompa, L. : **Le champ magnétique d'un dispositif ferromagnétique sans armature, à périodicité axiale.**

Electrotehnica **16**, no. 7, juillet 1968, p. 245–254

On détermine le champ magnétique d'un dispositif magnétique à périodicité selon une axe, en utilisant les transformations conformes. On étudie les lignes de champ, l'intensité du champ, l'influence de la position des sources sur l'intensité du champ à la surface du pôle ainsi que l'inductance spécifique. On donne finalement les résultats expérimentaux obtenus par voie de calcul.

CD 621.312.004. 5/6

Dobrescu, D. et *Brill, A.* : **Abaque pour la détermination des paramètres de la fiabilité (sureté de fonctionnement) des produits électrotechniques.**

Electrotehnica **16**, no. 7, juillet 1968, p. 264–261

Afin de déterminer les paramèters de la fiabilité on peut utiliser soit des méthodes analytiques, soit des méthodes graphiques. Dans cet ouvrage on présente une méthode graphique opérative pour le calcul de ces paramèters, méthode basée sur les données statistiques expérimentales ou bien obtenues pendant l'exploitation. On expose les justifications théoriques les tableaux de travail calculés à l'aide du calculateur ODRA 1013 et on donne deux exemples numériques du domaine du système d'ascenseur.

CD 621.313.333 – 585

Răduf, C. : **Moteurs asynchrones sans collecteur, à vitesse variable.**

Electrotehnica **16**, no. 7, juillet 1968, p. 261–271

On présente le stade actuel et les solutions connues jusqu'a présent pour l'obtention de certains moteurs asynchrones sans collecteur, à citesse variable ou possédant un système de reglage de la vitesse.

On insiste tout particulièrement sur les solutions applicables aux moteurs ayant le roteur en court-circuit, alimentés à une frequence fixe, ce qui represente le cas rencontre le plus souvent dans la pratique. On expose le principe de la modulation de l'amplitude du champ ainsi que le principe de la modulation de phase. On fait une analyse critique des possibilités offertes par le moteur asynchrone lors des actionnements à vitesses variables.

CD 621.312 : 621. 357.65 : 621. 389

Grünwald, E. : **Electrolytes à base de borates de fluor pour le dépôt des métaux en vue de la confection des circuits imprimés.**

Electrotehnica **16**, no. 7, juillet 1968, p. 272–274

On traite le problème de la réalisation des dépôts métalliques à partir des bains de borates de fluor pour l'obtention des circuits imprimés, en employant les métaux les plus usuels : Pb, Sn, Fe, In, Cd, Cu, Ni.

CD 538.632 : 621. 317.42

Fränkel, D. : **Une nouvelle possibilité de linéarisation de la sonde Hall.**

Electrotehnica **16**, no.7, juillet 1968, p. 274–278

On présente une méthode de linéarisation de la caractéristique de la sonde Hall, considérant le cas lorsque le signal d'entrée est tension et le cas lorsque le signal d'entrée est courant électrique.

La méthode préconisée présente l'avantage de ne pas produire une réduction de la sensibilité et celui de l'indépendance vis-à-vis de la température ; la linéarisation obtenue est tout aussi bonne que celle obtenue par les méthodes connues.

De l'activité de recherche

CD 537.525.6 : 662.59

Nachman, N. et *Gheorghiu, A.* : **Considérations concernant la caractéristique électique généralisée des brûleurs à jet de plasme.**

Electrotehnica **16**, no. 6, juillet 1968, p. 279–280

On vérifie les possibilités d'application à un brûleur à jet de plasme à cathode en wolfram massif et à anode-ajoutage en cuivre, d'une relation critériale qui puisse représenter une généralisation de la caractéristique.

COMPTES–RENDUS 281–28
RÉFÉRATS 283–28
BRÈVES COMUNICATIONS 28

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV. GENERATOARE .MOTOARE.

CZ 621.313.12.025.026.448/449

x x x **Alternatoare fără perii cu mai multe tensiuni de ieşire.** În : Electr. Rev. **180**, nr. 20, mai 1967, p. 744, 1 fig.

CZ 621.313.13 : 621.3.047.4

Carson, R. W. **Mărirea durabilităţii periilor motoarelor electrice.** În : Product. Engng. **38**, nr. 13, iun 1967, p. 92—95, 7 fig.

CZ 621.313.13 : 621.382.233

Merrett, J. **Reglarea vitezei motoarelor cu ajutorul tiristoarelor.** În : Industrial Electron. **5**, nr. 6, iun 1967, p. 253—256, 8 fig.

CZ 621.313.13.181.1.2 : 621.316.9

Lythall, T. R. **Echipament de comandă pentru motoarele electrice de înaltă tensiune.** În : Electr. Rev. **181**, nr. 13, sept 1967, p. 460—463, 4 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.313.322 : : 621.316.722 : 621. 382.233

Schacher, R. **Regulator de tensiune cu tiristoare pentru generatoare sincrone.** In : Bull. Oerlikon, nr. 375, aug 1967, p. 24—28, 9 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313.322—81 : 621.3.042.013.5

Taegen F. şi *Weiss, M.* **Dispersia liniilor magnetice în întrefier în cazul turbogeneratoarelor.** În Elektrotech. Z. (ETZ—A) **88**, nr. 13, 1967, p. 313—316, 3 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.313.323 : 621.316.7 : 621.3.013.8

Veingher, A. M. **Reglarea automată a excitaţiei maşinilor sincrone mari.** În : Prom. Energ. **22**, nr.10, oct 1967, p. 35—40, 4 fig., 2, ref. bibl.

CZ 621.313.392

Morozov, G.G. **Proiectarea maşinilor sincrone cu histerezis, cu putere consumată minimă.** În : Elektricestvo **88**, nr, 10, oct 1967, p. 36—39, 2 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.392.001.1

Stama, S. A. **Cu privire la teoria maşinilor cu histerezis.** În : Elektricestvo **88**, nr. 10 oct 1967, p. 32—35, 5 fig., 4 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ 621.315.322 : 621.315.6

Schädlich, H. **Conductoare izolate pentru temperaturi de peste 100° C.** În: Elektro. Technik. **49**, nr. 32, sep 1967, p. 523—527, 7 fig., 7 ref. bibl.

CZ 621.315.559 : 621.762 :621.3.066.6

Kuczkowski, W. şi *Lapinski, A.* **Materiale metaloceramice pentru contacte.** În : Prezeglad Elektrotechn. **43**, nr 9, sep 1967, p. 405—407, 2 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621. 315.61

Jaskalska, Z. **Materiale electroizolante cu stabilitate termică ridicată.** În : Przeglad Elektrotechn. **43**, nr. 9, sep 1967, p. 381—382, 2 tab.

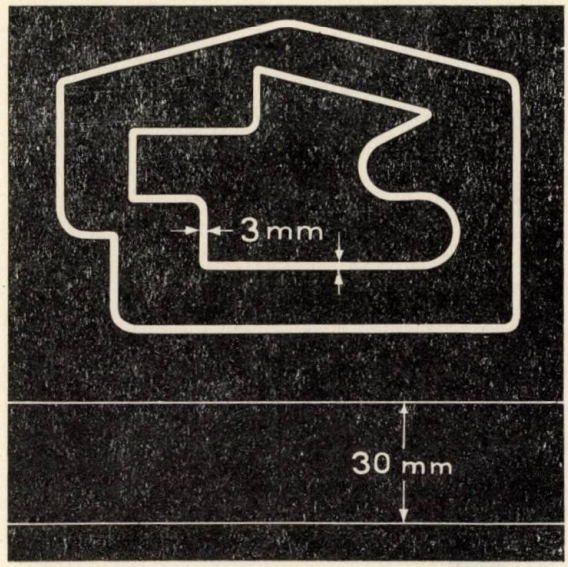
CZ 621.316 DISTRIBUŢIA ENERGIEI ELECTRICE. REŢELE. REDESCHIDEREA ŞI ÎNCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECŢIA APARATELOR ŞI INSTALAŢIILOR

CZ 621.316.57.002.2

Melzger, F. **Mărirea duratei de funcţionare a contactelor.** În : Przeglad Elektrotechn. **43**, nr. 9, sep 1967, p. 375—379, 9 fig., 14 ref. bibl.

CZ 621.316.57.042.2

Korzeluch, T. **Metode moderne de lipire a miezurilor magnetice din contactoare.** În : Przeglad Elektrotechn. **43**, nr. 9, sep 1967, p. 404—405, 1 fig. 5, ref. bibl.



Rost de îmbinare la tabla groasă de 30 mm

Instalaţia de tăiere cu plasmă PA 20 Kjellberg se caracterizează printr-o lăţime şi calitate deosebită de tăiere a unei table de oţel de construcţie de 30 mm grosime. Arzătorul instalaţiei cu injector fin de plasmă realizează o densitate de curent şi de putere mult mărită la un diametru redus al injectorului. Lăţimea rostului fuzibil, volumul de topit şi perturbaţiile termice ale zonei marginale a materialului, se menţin astfel foarte mici.

Consumul de gaz portant şi de energie electrică reprezintă doar o pătrime faţă de consumul arzătoarelor cu plasmă anterioare. Instalaţia KJELLBERG PA 20 oferă nu numai avantajul unei viteze mari de tăiere, ci şi avantaje economice atît la tăierea materialelor, ce nu permit prelucrarea prin aşchiere, cît şi a oţelurilor de construcţie.

De aceea, revizuiţi tehnica dv. de tăiere.

Prospectul KJELLBERG în legătură cu tăierea cu plasmă vă stă la dispoziţie în mod gratuit.

Cei interesaţi se pot adresa la :

Kjellberg

ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH
IN VERWALTUNG DDR 798 FINSTERWALDE

EXPORTATOR:

ÎNTREPRINDEREA DE COMERŢ EXTERIOR

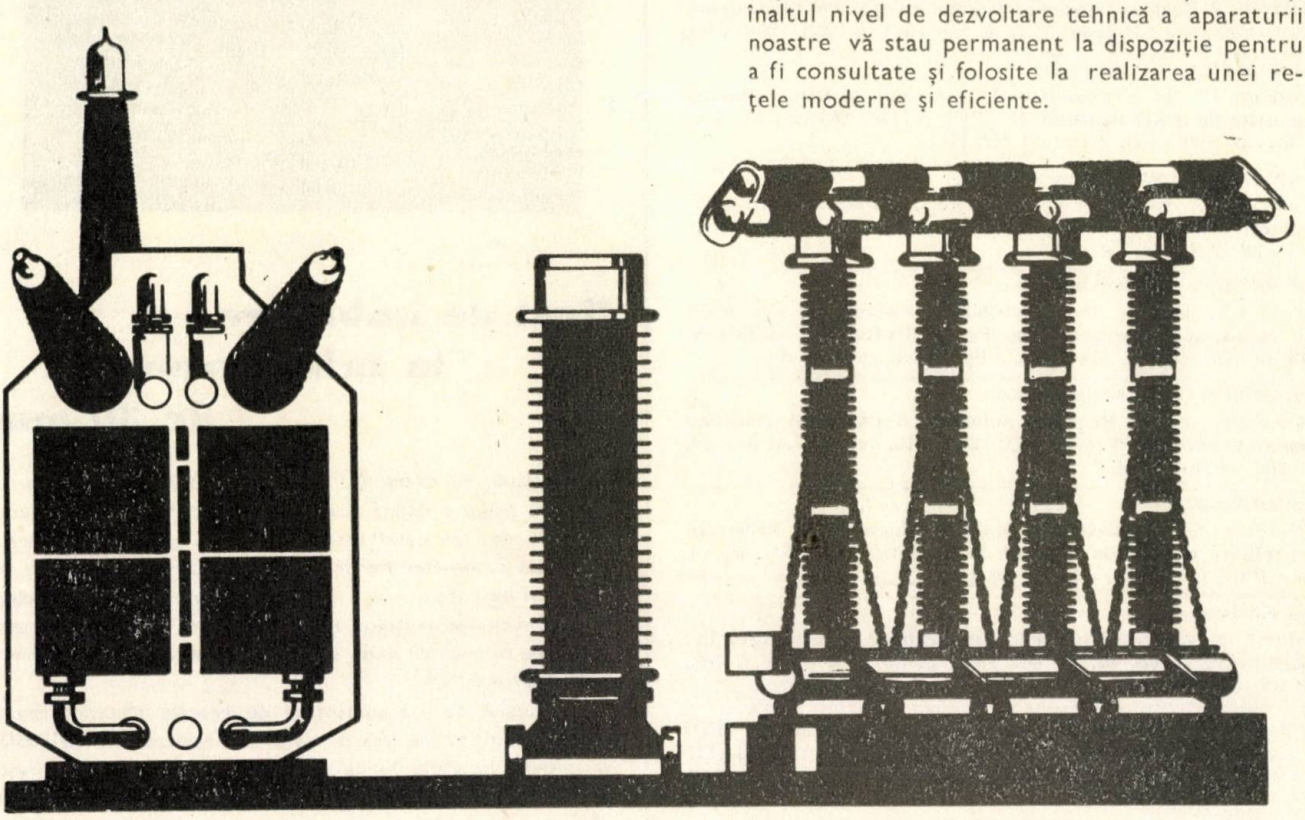
Elektrotechnik

DDR 104 BERLIN

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

ECHIPAMENT PENTRU REȚELE DE TRANSMISIE ELECTRICE CU TENSIUNE MARE DE LA UN SINGUR FURNIZOR OFERĂ ÎNTOTDEAUNA REMARCABILE AVANTAJE ECONOMICE

Pentru construcția și pentru extinderea rețelelor de transmisie de 400 kV furnizăm transformatoare, întreruptoare, separatoare și transformatoare de măsură.
Experiența noastră de zeci de ani, precum și înaltul nivel de dezvoltare tehnică a aparaturii noastre vă stau permanent la dispoziție pentru a fi consultate și folosite la realizarea unei rețele moderne și eficiente.



Informații :

Biroul tehnic-comercial
DIA Elektrotechnik
la Sectorul Comercial al Ambasadei R.D.G. în
Republica Socialistă România
Calea Dorobanților, 14
București — România

Exportator:

Comerțul german interior și exterior

Elektrotechnik

DDR, 104 Berlin, Chaussestrasse 111/112
Republica Democrată Germană

HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

OKSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

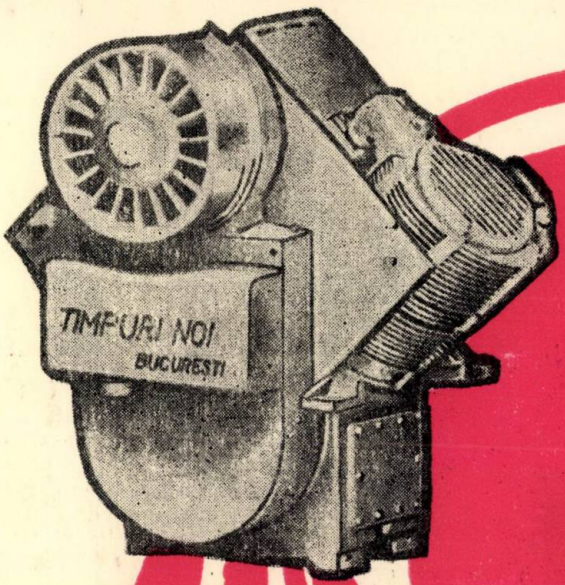
UZINA DE MOTOARE ȘI COMPRESOARE

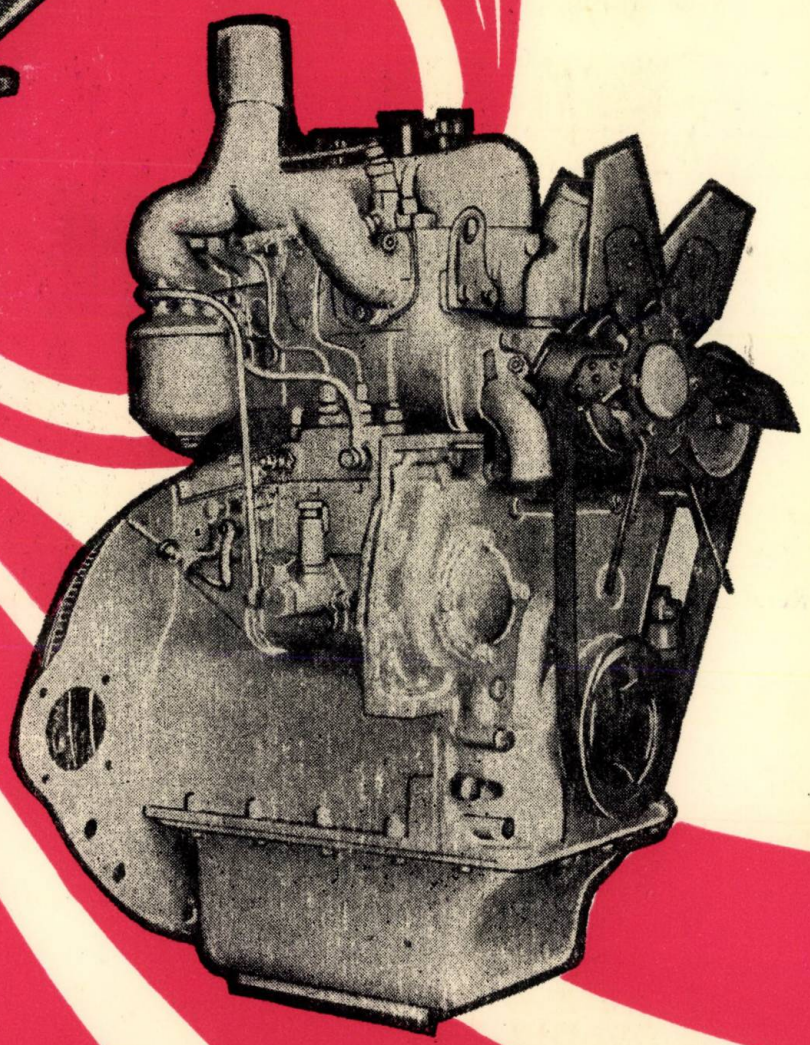
● TIMPURI NOI ●

BUCUREȘTI

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

IN ȚARĂ ȘI STRĂINĂTATE





Motoare Diesel cu puteri pînă la 100 CP pentru :

- Utilaje de construcții
- Utilaje pentru agricultură
- Pompe de uz general și speciale
- Generatoare de c.a. și c.c.
- Motocare și motoridicătoare
- Ambarcațiuni
- Utilaje pentru silvicultură

Compresoare de aer cu piston, cu debite pînă la 10 m^3/min și presiuni 4 — 14 kgf/cm^2 pentru :

- Locomotive
- Instalații petroliere
- Excavatoare
- Automatizări
- Troleibuze
- Șantiere
- Garaje
- Vopsitorii

Pentru rezolvarea problemelor dv. privind antrenarea cu motoare Diesel industriale și utilizarea compresoarelor de aer cu piston

CONSULTAȚI SPECIALIȘTII UZINEI „TIMPURI NOI"

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

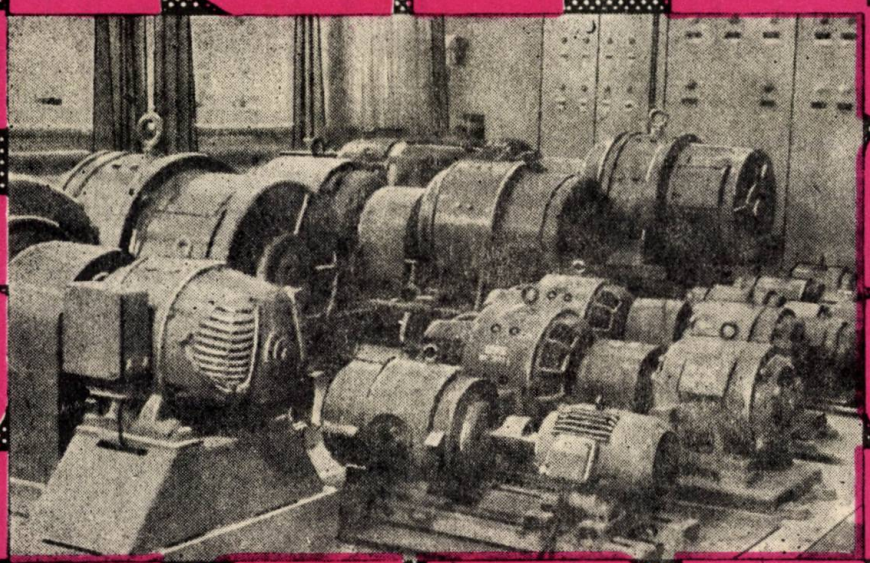
Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique

1966 DEC 2 8

ICPE



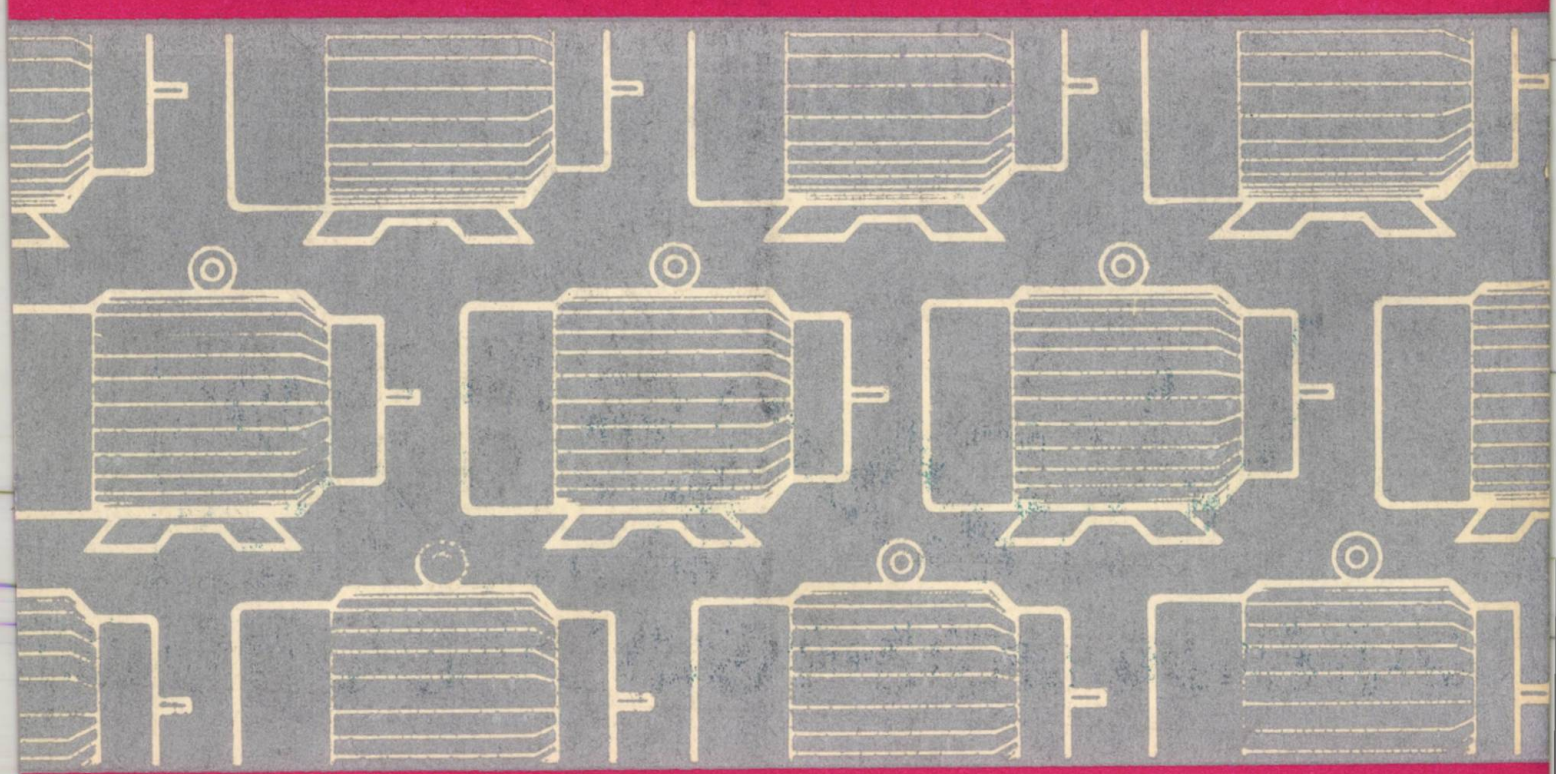
ICPE

Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilo şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilo electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, mate rialelor electrotehnice.

E 2040

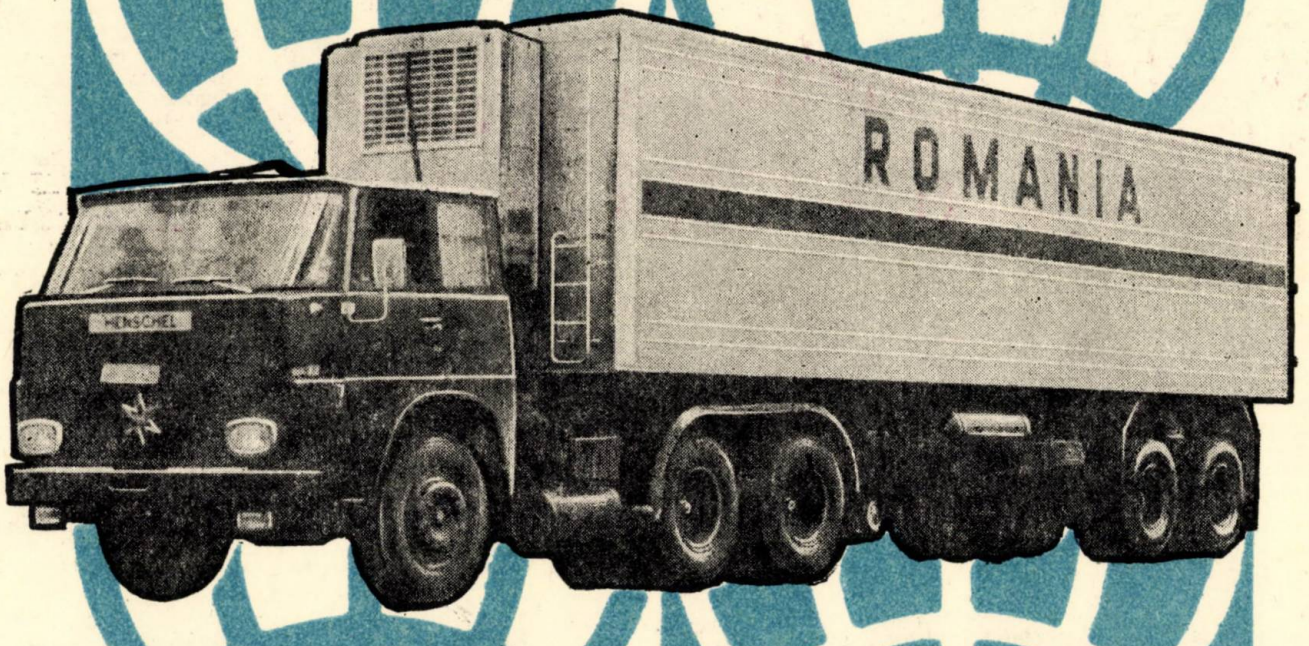
ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA ● BUCUREŞTI ● ANUL 16 ● Nr. 8 ● AUGUST 1968

8

INTREPRINDEREA DE TRANSPORTURI INTERNAȚIONALE AUTO



efectuează transporturi de utilaje și materiale importate din Franța, Suedia, Republica Federală a Germaniei, Austria, Republica Democrată Germană, Italia și Iugoslavia, de către întreprinderi din țara noastră.

BUCUREȘTI, B-DUL ARMATA POPORULUI, NR. 15 — 17

ELECTROTEHNICA

Anul 16 nr. 8, pag. 285 — 324 august 1968

CUPRINS

CZ 621.3.018.44 : 538.542 : 620.19

Andreescu, N. : **Deformarea cîmpului electric datorită fisurilor existente într-un conductor masiv, aflat în regim electrocinetic staţionar . Aplicaţii în defectoscopia nedistructivă.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 285—293

Pornindu-se de la necesităţile defectoscopiei nedistructive, bazată pe proprietăţile electroconductive ale materialelor, se calculează perturbarea pe care o produce o fisură plană, de formă circulară într-un conductor omogen, aflat într-un regim electrocinetic.

CZ 621.317.42 :538.632 :621.313.1.042.1

Lăzăroiu, D. F. şi *Şlaiher, S.* : **Contribuţie la determinarea cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 294—301

Se propune o metodă originală pentru determinarea cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice, metodă cu caracter mixt, experimental şi de calcul numeric. Pentru aceasta este necesar a se măsura cîmpul magnetic cu ajutorul unei sonde Hall pe un contur convenabil şi prin metoda diferenţelor finite se determină distribuţia cîmpului magnetic în domeniul cuprins de contur. Pentru calculul numeric se utilizează metoda relaxaţiei, care se exemplifică în cazul unui motor de c.c. cu întrefier axial şi circuite imprimate. Rezultatele obţinute prin această metodă se compară cu cele obţinute prin rezolvarea cu ajutorul unui calculator numeric al unui sistem de ecuaţii algebrice cu 65 necunoscute.

CZ 621.313.333.2.045.13.001.2

Nicolescu, E. : **Proiectarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, plecînd de la caracteristicile de pornire impuse.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 302—305

Se prezintă o metodică analitică completă de proiectare a motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte. Se ajunge la concluzia că important pentru realizarea unor anumite caracteristici de pornire sînt lăţimea crestăturii rotorice şi lăţimea barei coliviei, înălţimea barei coliviei rotorice, cînd are valori peste o anumită limită, neinfluenţînd asupra caracteristicilor de pornire.

CZ 621.3.048.1 :551.5

Kemény, R. : **Studiul conductoarelor de bobinaj şi a lacurilor de impregnare pentru condiţii de climat deosebit.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 306—310

Lucrarea tratează despre comportarea, în medii de climat deosebit, a conductoarelor de bobinaj emailate şi a lacurilor de impregnare utilizate curent în industria electrotehnică din ţara noastră.

CZ 621.316—926.2/3.027.25

Pesici, M. : **Criteriul de selectivitate la siguranţele de joasă tensiune.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 311—315

Se arată avantajele siguranţelor fuzibile, cu mare putere de rupere, folosite la protecţia distribuţiilor electrice de joasă tensiune, cu privire la selectivitatea şi la efectul de limitare. După o succintă descriere a funcţionării asiguranţei se expun calculele pentru determinarea secţiunii minime a elementului fuzibil în raport cu timpul de prearc determinat pentru curenţi intenşi de scurtcircuit.

CZ 621.317.42.015.11 : 538.632

De Sabata, I. şi *Lăpuşan, V.* : **Consideraţii asupra tensiunii traductoarelor Hall şi a rezistenţei electrice a traductoarelor magnetorezistive.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 315—320

Se demonstrează că raportul între tensiunea dintre două puncte ale unei plăci semiconductoare plasată transversal într-un cîmp magnetic omogen şi invariabil şi curentul care traversează placa este o mărime independentă de tensiune şi curent.

RECENZII ● REFERATE

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. Șt. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista „ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, str. Orlando, nr. 2, sectorul 1. Telefon: redactor șef: 14.63.86; secretar general de redacție: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare. Telefon: 15.11.05. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament: 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala sectorul 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 5572.

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 5/8569/1968.

41 400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.018.44 :538.542 : 620.19 285–293
Андрееску, Н.: **Деформация электрического поля, вызванная трещинами в массивном проводнике, находящемся в стационарном электрическом режиме. Применение в недеструктивной дефектоскопии.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 285–293

Исходя из требований недеструктивной дефектоскопии, основанной на электропроводниковых свойствах материалов, вычисляется пертубация, вызванная плоской трещиной круглообразной формы в однородном проводнике, находящимся в электрокинетическом режиме.

ДК 621.317.42 :538.632 :621.313.1.042.1 294–301
Лэзэроиу, Д. Ф. и *Шлаихер, С.* **К вопросу определения магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 294–301

Предлагается оригинальный метод определения магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин, метод смешанного типа, экспериментальный и на базе числового расчета. Для этого необходимо измерить магнитное поле при помощи зонда Галля на правильно выбранном контуре, устанавливая по методу определенных разниц, распределение магнитного поля в области, охваченной контуром. Для числового расчета применяется метод релаксации на примере двигателя с осевым воздушным зазором и печатным контуром. Результаты, полученные по этому методу сравниваются с результатами, полученными при помощи числовой счетной машины по системе алгебраических с 65 неизвестными.

ДК 621.313.333.2.045.13.001.2
Николеску, Е.: **Проектирование асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с высокими стержнями, исходя из характеристик принудительного пуска.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 302–305

Описывается полный аналитический метод проектирования асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с высокими стержнями. Приходят к заключению, что для получения определенных характеристик пуска имеет значение ширина роторной нарезки, и ширина стержня беличьего колеса, высота стержня роторной боличьевого колеса, когда их значения превышают определенный предел, не оказывая влияния на характеристики пуска.

ДК 621.3.048.1 :551.5
Кемени, Р.: **Исследование проводников обмотки и пропиточных лаков для особых климатических условий.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 306–310

В работе анализируется поведение, в среде особого климата, эмалированных проводников обмотки и пропиточных лаков, применяемых в текущем порядке в румынской электротехнической промышленности.

ДК 621.316.–926.2/3.027.25
Песичь, М.: **Критерий селективности на предохранителях низкого напряжения.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 311–315

Излагаются преимущества плавких предохранителей с высокой силой разрыва, применяемых при защите электрических распределителей низкого напряжения, в отношении селективности и эффекта ограничения. После краткого описания действия предохранителей, приводятся расчеты для определения минимального сечения плавкого элемента в соответствии с предназначенным временем предвольтовой дуги для интенсивных токов короткого замыкания.

ДЛ 621.317.42 015.11 :538.632
Де Сабате, И. и *Лэпушан, В.*: **О напряжении датчиков Галля и электрическом сопротивлении магнитоустойчивых датчиков.**
Electrotehnica **16**, № 8, август 1968, стр. 315–320

Показано, что соотношение между напряжением в двух точках полупроводниковой пластины, расположенной поперечно в однородном и неизменном магнитном поле, и током, проходящим через пластину, является величиной независящей от напряженгя и тока.

РЕЦЕНЗИИ ● ДОКЛАДЫ

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.018.44 :538.542 :620.19

Andreescu, N. : **Die Verzerrung des elektrischen Feldes durch die Anwesenheit von Rissen in einem massiven Liter im stationären elektrokinetischen Zustand. Anwendungen bei der zerstärungsfreien Werkstoffprüfung.**

Electrotehnica **16**, H. 8, August 1968, S. 285–293

Ausgehend von den Farderungen der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung wird, auf Grund der stromleitenden Eigenschaften der Stoffe, die Störung, welche ein ebener, kreisförmiger Riss in einem homogenen, sich in einem elektrokinetischen Zustand befindenden Leider hervorruft.

DK 621.317.42 :538.632 :621.313.1.042.1

Lăzăroiu, D. F. und *Şlaiher, S.* : **Beitrag zur Bestimmung des magnetischen Feldes im Luftspalt der elektrischen Maschinen.**

Electrotehnica **16**, H. 8, August 1968, S. 294–301

Vorgeschlagen wird eine neuartige Methode zur Bestimmung des magnetischen Feldes im Luftspalt der elektrischen Maschinen, eine Methode mit gemischtem, experimentellem und Berechnungscharakter. Zu diesem Zweck muss das magnetische Feld mit Hilfe einer Hall sonde auf einem vorgewählten Umkreis gemessen und dann, durch die Methode der endlichen Differenzen die Verteilung des magnetischen Feldes im untersuchten Gebiet bestimmt werden. Zur zahlenmässigem Berechnung verwendet man das Relaxationsverfahren für den Fall eines Gleichstrommotors mit achsialem Luftspalt und Druckschaltung ein Beispiel gegeben wird. Die durch dieses Verfahren erzielten Resultate vergleicht man mit denjenigen, die durch Lösung eines algebraischen Gleishungssystems mit 65 Unbekannten mittels eines Digitalrechners erzielt wurden.

DK 621.313.333.2.045.13.001.2

Niculescu, E. : **Der Entwurf von Asynchronmotoren mit Kurzschlussläufer mit Hochstäben, ausgehend von den vorgeschriebenen Anlauf bedingungen.**

Electrotehnica **16**, H. 8, August 1968, S. 302–305

Erläutert wird eine komplette analytische Methode zum Entwurt von Kurzschlussasynchronmotoren mit Hochstäben. Man kommt zu dem Schluss dass zur Erreichung gewisser Anlaufbedingungen die Nutbreite des Rotors und die Stabbreite des käfigs sind und dass die Stabhöhe des Rotorkäfigs, wenn diese gewisse Grenzwerte überschreitet, keinen Einfluss auf die Anlaufbedingungen hat.

DK 621.3.048.1 :551.5

Kemény, R. : **Die Untersuchung der Wicklungsleitungen und der Imprägnierungslache bei verschiedenen Klimaverhältnissen.**

Electrotehnica **16**, H. 8, August 1968, S. 306–310

Die Arbeit behandelt das Verhalten, bei verschiedenen klimatischen Verhältnissen, der emaillierten Wicklungsleiter und der Imprägnierungslacke, die üblicher Weise in der elektrotechnischen Industrie unseres Landes verwendet werden.

DK 621.316–926.2/3.027.25

Pesici, M. : **Das Selektivitätskriterium bei Niederspannungssicherungen.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, August 1968, S. 311–315

Man zeigt die Vorteile der Schmelzsicherungen hoher Ausschaltleistung, die zum Schutz der elektrischen Niederspannungs-Abzweigleitungen verwendet werden und dies mit Rüksicht auf die Selektivität und die Strombegreuzung. Nach einer kurzen Beschreibung der Sicherungsarbeit, werden die Berechnungen zur Bestimmung des Mindesquerschnittes des Schmelzelementes mit Rücksicht auf fie für starke Kurzschlussströme festgestellte, dem Überschlag vorausgehende Zeit, ausgefürt.

DK 621.317.42.015.11 :538.632

De Sabata, I. und *Lăpuşan, V* : **Betrachtungen über die Hall übertrager und den elektrischen Widerstand der Übertrager mit feldabhängigem Widerstand.**

Electrotehnica **16**, H. 8, August 1968, S. 315–320

Man beweist dass das Verhältnis zwischen der Spannung zwischen 2 Punkten einer Halbleiterplatte, die quer in einem homogenen, unveränderlichen magnetischen Feld liegt, einerseits und dem Strom, welcher die Platte durchfliesst, andererseits, eine von der Spannung und dem Strom unabhängige Grösse ist.

BUCHBESPRECHUNGEN ● REFERATE

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 8 București, august 1968

Deformarea cîmpului electric datorită fisurilor existente într-un conductor masiv, aflat în regim electrocinetic staționar. Aplicații în defectoscopia nedistructivă

Nicolae Andreescu * — București

CZ 621.3.018.44 ; 538.542 ; 620.19

Dezvoltarea tot mai mare pe care o iau încercările nedistructive în industrie și laboratoare, diversificarea din ce în ce mai accentuată a metodelor folosite, utilizîndu-se diferitele proprietăți ale materialului studiat, au făcut ca metodele electrice de încercare nedistructivă să furnizeze, în multe cazuri, informațiile necesare pentru aprecierea calității unei piese sau unui material, cu ajutorul unei aparaturi simple și unei manevrări ușoare.

Pentru găsirea neomogenităților sau fisurilor existente într-o piesă conducătoare se poate folosi metoda bazată pe dispozitivul cu patru contacte dispuse în linie [1], [2], (fig. 1, *a*)

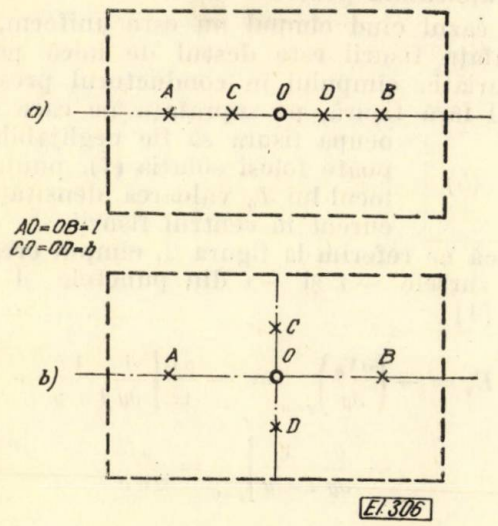


Fig. 1. Amplasarea contactelor de curent și tensiune la dispozitivele folosite în încercările nedistructive.

sau metoda mai sensibilă, care utilizează patru contacte așezate în cruce [3], (fig. 1, *b*).

Electrozii A, B, C și D sînt realizați sub forma unor vîrfuri fine care se sprijină pe suprafața piesei, astfel că contactul electric poate fi considerat punctiform.

Contactele A și B servesc pentru introducerea unui curent I în material, iar contactele C și D, pentru măsurarea diferenței de potențial care apare între aceste puncte.

Dacă materialul este omogen și izotrop, între punctele C și D ale dispozitivului din figura 1, *a* va exista tensiunea U, dată de [4]:

$$U = \rho I \frac{2b}{\pi (l^2 - b^2)}, \qquad (1)$$

în care ρ este rezistivitatea materialului.

O neomogenitate în zona din apropierea dispozitivului produce o variație a acestei tensiuni, cu atît mai mare cu cît este mai la suprafața piesei, variație care devine importantă cînd este cuprinsă între contactele C și D.

În cazul dispozitivului din figura 1, *b*, între contactele C și D apare o tensiune ΔU, numai cînd există o neomogenitate nesimetrică față de axa AB. Deoarece orientarea axei AB poate fi variată, tensiunea ΔU poate deci furniza o măsură directă a gradului de omogenitate al materialului și astfel sensibilitatea detectării defectelor este mult mărită față de dispozitivul din figura 1, *a*.

Pentru evaluarea cantitativă a dimensiunilor minime ale defectelor detectabile, într-un caz concret, este necesar să se calculeze perturbația produsă de un anumit tip de defect. Vom calcula în continuare influența unor fisuri de o formă simplă, pentru că fisurile sînt defectele cele mai des întîlnite și au cea mai mare importanță pentru majoritatea pieselor finite.

Fisură plană, circulară, într-un conductor omogen și izotrop, infinit

Se consideră fisura circulară de rază a reprezentată în figura 2, al cărei plan este paralel cu Oz și înclinat față de planul yOz cu unghiul α.

* *N. Andreescu* este cercetător principal la I.F.A.

În absența fisurii cîmpul electric în interiorul conductorului omogen, de rezistivitate ρ, este presupus uniform:

$$V_0 = -\rho J_0 y. \tag{2}$$

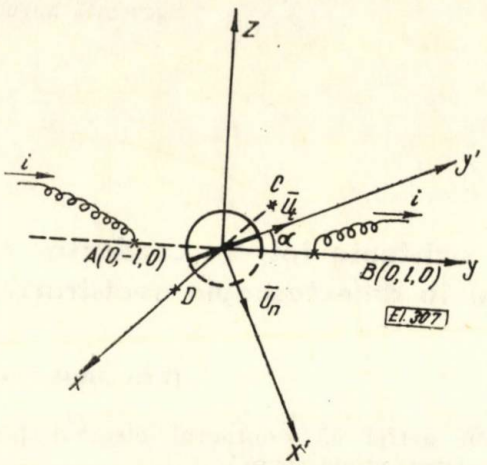


Fig. 2. Fisură circulară în spațiul infinit.

Cîmpul se poate descompune într-o componentă normală pe planul fisurii și într-una paralelă cu acest plan:

$$\begin{aligned} E_{0n} &= \rho J_0 \sin\alpha; \\ E_{0t} &= \rho J_0 \cos\alpha. \end{aligned} \tag{3}$$

Componenta tangențială a cîmpului nu este afectată de prezența fisurii în conductor, iar soluția problemei pentru cavitatea circulară foarte aplatisată în cîmpul dat de componenta normală este cunoscută [5]:

$$V_1 = -\rho J_0 \sin\alpha \frac{2x'}{\pi}\left(\frac{1}{v} + \operatorname{arc\,tg} v\right), \tag{4}$$

cu:

$$v = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{x'^2+y'^2+z^2}{a^2}-1\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{x'^2+y'^2+z^2}{a^2}-1\right)^2 + 4\frac{x'^2}{a^2}}}, \tag{5}$$

unde x' și y' sînt coordonatele în sistemul de axe $Ox'y'z$ (fig. 2).

Expresia potențialului va fi deci:

$$V' = -\rho J_0 y' \cos\alpha + V_1. \tag{6}$$

Rezultă că potențialul suplimentar provocat de existența fisurii în cîmpul uniform [5] este dat de:

$$V = V' - V_0 = -\rho J_0 \sin\alpha \frac{2x'}{\pi}\left(\frac{1}{v} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{v}\right). \tag{7}$$

Dacă $\dfrac{x'^2+y'^2+z^2}{a^2} \ll 1$, atunci notînd:

$$\frac{a^2}{x'^2+y'^2+z^2} = s^2 \quad \text{și} \quad \frac{x'^2}{x'^2+y'^2+z^2} = \gamma < 1, \tag{8}$$

avem:

$$\frac{1}{v} = \frac{s\sqrt{2}}{\sqrt{1-s^2+\sqrt{(1-s^2)^2+4\gamma s^2}}}, \tag{9}$$

de unde, dezvoltînd în serie:

$$\frac{1}{v} = s\left[1 + s^2\frac{1-\gamma}{2} + s^4\frac{3-10\gamma+7\gamma^2}{8} + \dots\right] \tag{10}$$

și cum:

$$\frac{1}{v} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{v} - \frac{1}{3}\left(\frac{1}{v}\right)^3 - \frac{1}{5}\left(\frac{1}{v}\right)^5 + \frac{1}{7}\left(\frac{1}{7}\right)^7 + \dots, \tag{11}$$

pentru $\dfrac{1}{v}$ suficient de mic, avem:

$$\frac{1}{a} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{v} = s^3\left[\frac{1}{3} + s^2\left(\frac{3}{10} - \frac{\gamma}{2}\right) + s^4\left(\frac{15}{56} - \frac{5}{4}\gamma + \frac{9}{8}\gamma^2\right) + \dots\right] \tag{12}$$

Dacă se aproximează expresia (12), reținînd numai primul termen, se obține:

$$V = -E_n \frac{2x'}{\pi}\cdot\frac{s^3}{3}, \tag{13}$$

unde E_n este cîmpul normal pe fisură, în absența acesteia, deci o expresie mult mai simplă și ușor aplicabilă pentru s mic.

În cazul cînd cîmpul nu este uniform, dar suprafața fisurii este destul de mică pentru ca variația cîmpului în conductorul presupus inițial fără fisură, pe suprafața pe care o va ocupa fisura să fie neglijabilă, se poate folosi soluția (7), punînd în locul lui J_0 valoarea densității de curent în centrul fisurii.

Dacă ne referim la figura 2, cîmpul creat în 0 de sursele $+i$ și $-i$ din punctele A și B este [4]:

$$E_y = -\left(\frac{\partial V_0}{\partial y}\right)_{y=0} = -\frac{\rho i}{4\pi}\left[\frac{\partial}{\partial y}\frac{1}{l+y} - \frac{\partial}{\partial y}\frac{1}{l-y}\right]_{y=0} = \frac{\rho i}{2\pi l^2} \tag{14}$$

și $E_x = 0$.

Dacă $a \ll 1$ atunci se consideră cîmpul constant pe suprafața fisurii și se obține următoarea expresie pentru potențialul suplimentar cauzat de fisură:

$$V = -\frac{\rho i}{2\pi l^2}\sin\alpha\frac{2x'}{\pi}\left(\frac{1}{v} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{v}\right). \tag{7'}$$

Pentru dispozitivele reprezentate în figura 1 interesează diferența de potențial suplimentară care se obține între vîrfurile C și D, cînd fisura se află la mijlocul distanței AB (fig. 2).

I. Dispozitivul din figura 1, a. Pentru a afla V_D, de exemplu, trebuie să exprimăm coordonatele punctului D în sistemul de axe $Ox'y'z$. Deoarece legătura între cele două sisteme de coordonate este :

$$\begin{aligned} x' &= x\cos\alpha + y\sin\alpha; \\ y' &= -x\sin\alpha + y\cos\alpha; \\ z' &= z \end{aligned} \qquad (15)$$

și $x_D = 0$; $y_D = b$ și $z_D = 0$, se obține :

$$\begin{aligned} x'_D &= b\sin\alpha; \\ y'_D &= b\cos\alpha; \\ z'_D &= 0 \end{aligned} \qquad (16)$$

și deci

$$V_D = -\frac{\rho\, b\, i}{\pi^2 l^2}\sin^2\alpha\left(\frac{1}{u} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{u}\right), \qquad (17)$$

cu

$$u = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{b^2}{a^2}-1\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{b^2}{a^2}-1\right)^2 + 4\frac{b^2}{a^2}\sin^2\alpha}}. \qquad (18)$$

Din motive de simetrie $V_c = -V_D$, astfel că :

$$\Delta U' = V_c - V_D = \frac{2\rho\, b\, i}{\pi^2 l^2}\sin^2\alpha\left(\frac{1}{u} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{u}\right). \qquad (19)$$

În condițiile reale cînd dispozitivul este plasat pe suprafața unei piese masive, iar fisura este aproximativă ca fiind plană și de forma unui semicerc, rezultat din înlăturarea semispațiului $z > 0$ din figura 2, avem conform [4] :

$$\Delta U = \frac{4\rho\, b\, I}{\pi^2 l^2}\sin^2\alpha\left(\frac{1}{u} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{u}\right), \qquad (19')$$

unde I este curentul ce intră în contactul A și iese din contactul B.

Pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$, adică în cazul cînd crăpătura este perpendiculară pe direcția curentului, se obține perturbația maximă :

$$\Delta U = \frac{4\rho\, b\, I}{\pi^2 l^2}\left(\frac{a}{b} - \operatorname{arc\,tg}\frac{a}{b}\right) = \frac{4\rho\, I}{\pi^2 l^2}\, a\, N, \qquad (20)$$

dacă se notează :

$$N = 1 - \frac{b}{a}\operatorname{arc\,tg}\frac{a}{b}. \qquad (21)$$

Din figura 3 se observă că pentru a avea ΔU cît mai mare, este necesar ca b să fie cît mai mic.

Astfel pentru $\frac{a}{b} > 2$ rezultă $N > 0{,}5$ și $\frac{\Delta U}{U} > 0{,}63$ (1), ceea ce arată că variația de tensiune este apreciabilă.

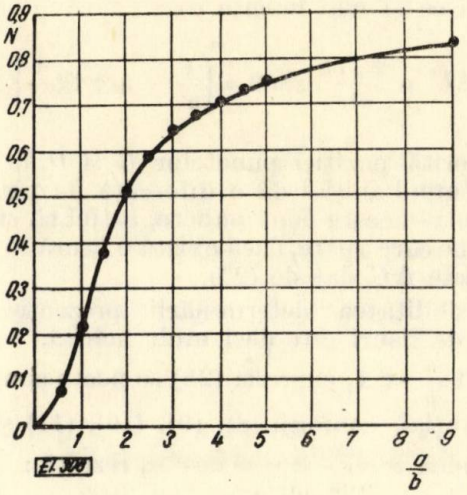


Fig. 3. Variația lui $N\left(\frac{a}{b}\right)$.

Cînd $\frac{a}{b}$ este totuși destul de mic, se obține prin dezvoltare în serie :

$$N = \frac{1}{3}\frac{a^2}{b^2}, \qquad (21')$$

deci :

$$\Delta U = \frac{4\, a^3}{3\pi^2}\,\frac{\rho\, I}{l^2 b^2}. \qquad (20')$$

Cu ajutorul relației (1) și considerînd că se poate detecta sigur o creștere de 5% a tensiunii culese între punctele C și D, se deduce că fisura minimă detectabilă are raza $a \geqslant 0{,}6\, b$, independent de conductibilitatea materialului și de valoarea curentului folosit.

Pentru mărirea sensibilității metodei este necesar să se poată determina separat diferența de potențial suplimentară, cauzată de apariția fisurii, pentru care a fost conceput dispozitivul din figura 1, *b*.

II. Dispozitivul din figura 1, b. Coordonatele punctului D sînt în acest caz :

$$x_D = b;\ y_D = 0;\ z_D = 0, \text{ iar în sistemul } Ox'y'z:$$
$$x'_D = b\cos\alpha;\ y'_D = -b\sin\alpha;\ z'_D = 0. \qquad (22)$$

Urmează că :

$$V_D = -\frac{\rho i b}{2\pi^2 l^2}\sin 2\alpha\left(\frac{1}{u'} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{u'}\right), \qquad (17')$$

cu :

$$u' = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{b^2}{a^2} - 1\right) + \frac{1}{2}\sqrt{\left(\frac{b^2}{a^2} - 1\right)^2 + 4\frac{b^2}{a^2}\cos^2\alpha}}. \quad (18')$$

Deoarece $V_c = -V_D$ și dacă considerăm dispozitivul plasat pe suprafața unei piese masive, rezultă ca și mai înainte că :

$$\Delta U = \frac{2\rho I b}{\pi^2 l^2} \sin 2\alpha \left(\frac{1}{u'} - \operatorname{arc\,tg}\frac{1}{u'}\right). \quad (23)$$

Datorită poziției punctelor C și D, în acest caz, cîmpul inițial dă o diferență de potențial nulă între aceste două puncte, astfel că singura tensiune care apare, dacă există o fisură în material, este ΔU dat de (23).

Sensibilitatea determinării prezenței unei astfel de fisuri este deci mult mărită.

Cînd $\frac{a}{b} \ll 1$, expresia (25) se poate simplifica substanțial, conform (8), (9), (10), (11) și (12).

Fiindcă $s = \frac{a}{b}$ și $\gamma = \cos^2\alpha$, rezultă :

$$\Delta U = \frac{2\rho I a^3}{3\pi^2 l^2 b^2} \sin 2\alpha. \quad (24)$$

Valoarea maximă a lui ΔU se obține pentru o înclinare a crăpăturii cu 45° față de direcția contactelor A și B. În acest caz (23) devine :

$$\Delta U = \frac{2\rho I}{\pi^2 l^2} a N. \quad (25)$$

Cînd a este mic față de l și b (caz ce se întîlnește în încercările nedistructive), raza fisurii minime detectabile se deduce ușor din (24) :

$$a_{min} = \sqrt[3]{\frac{3\pi^2}{2} \frac{l^2 b^2 \Delta U_{min}}{\rho I}}, \quad (24')$$

considerînd $\alpha = 45°$.

Pe baza acestor considerații metoda descrisă în [3] și aplicată unor piese de grafit nuclear, permite determinarea fisurilor cu suprafață mai mare de 0,04 mm².

Dacă fisura circulară se află la o adîncime anumită h în material ($h > a$), influența sa perturbatoare se află în mod analog.

Cîmpul creat de vîrfurile A și B în O' (fig. 4), în absența fisurii, este :

$$E_y = \frac{\rho i l}{2\pi (l^2 + h^2)^{3/2}}. \quad (26)$$

Iar componenta sa normală pe fisură :

$$E_{yn} = \frac{\rho i l}{2\pi (l^2 + h^2)^{3/2}} \sin\alpha. \quad (26')$$

Potențialul suplimentar în punctul D este după (13) :

$$V_D = \frac{\rho i l}{2\pi (l^2 + h^2)^{3/2}} \sin\alpha \frac{2b\cos\alpha}{\pi} \frac{s^3}{3}, \quad (27)$$

cu $s^2 = \frac{a^2}{b^2 + h^2}$.

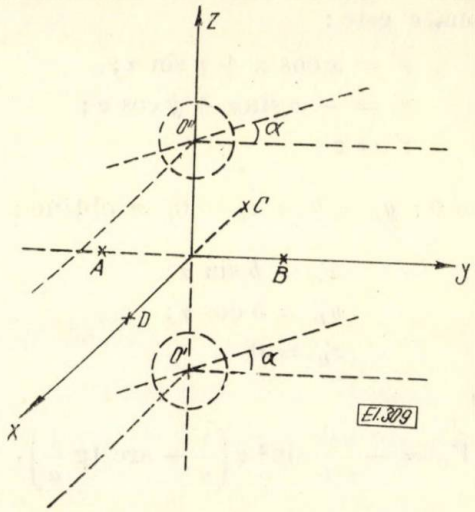


Fig. 4. Fisură circulară la adîncime h de planul în care este așezat dispozitivul și imaginea ei electrică.

Deci :

$$V_c - V_D = \frac{\rho i l b a^3 \sin 2\alpha}{3\pi^2 (l^2 + h^2)^{3/2} (b^2 + h^2)^{3/2}}. \quad (27')$$

Dacă considerăm numai semispațiul inferior trebuie să înlocuim i cu $2I$ și pentru a nu exista componentă normală a cîmpului electric pe planul xoy, este necesar să luăm imaginea electrică a fisurii față de acest plan.

Astfel, neglijînd interacțiunea dintre fisură și imaginea sa, se obține :

$$\Delta U = \frac{4\rho I a^3 \sin 2\alpha}{3\pi^2 l^2 b^2 \left(1 + \frac{h^2}{2}\right)^{3/2} \left(1 + \frac{h^2}{b^2}\right)^{3/2}}. \quad (28)$$

Fisura circulară în placă de grosime dată

Pînă acum s-a considerat că mediul conductor umple întreg semispațiul inferior.

Dacă fisura circulară se află la suprafața unei plăci de grosime g, soluția problemei poate fi găsită utilizînd metoda imaginilor electrice (fig. 5) și neglijînd acțiunea mutuală dintre fisuri.

Potențialul suplimentar pe care-l dă fisura aflată la distanța $2mg$ de planul ABC, în punctul C, este conform (13) :

$$V'_m = E_n \frac{2b\sin\alpha}{3\pi} \cdot \frac{a^3}{[b^2 + (2mg)^2]^{3/2}}, \quad (29)$$

unde E_n este componenta normală pe fisură a cîmpului electric dat de sursele $+i$ și $-i$ din sistemul infinit din figura 5.

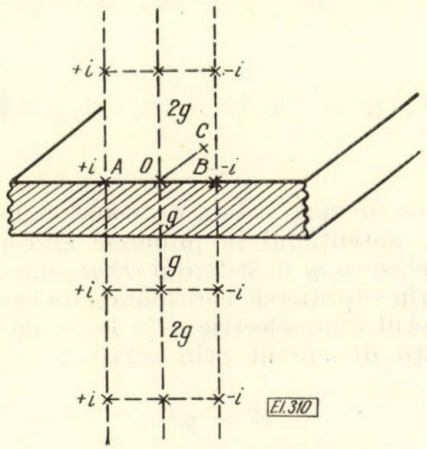


Fig. 5. Fisură semicirculară de suprafață în placă de grosime g.

Această componentă este dată de:

$$E_n = \frac{\rho\, i \sin\alpha}{2\pi l^2}\left\{1 + 2\sum_{m=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2m\frac{g}{l}\right)^2\right]^{3/2}}\right\}. \quad (30)$$

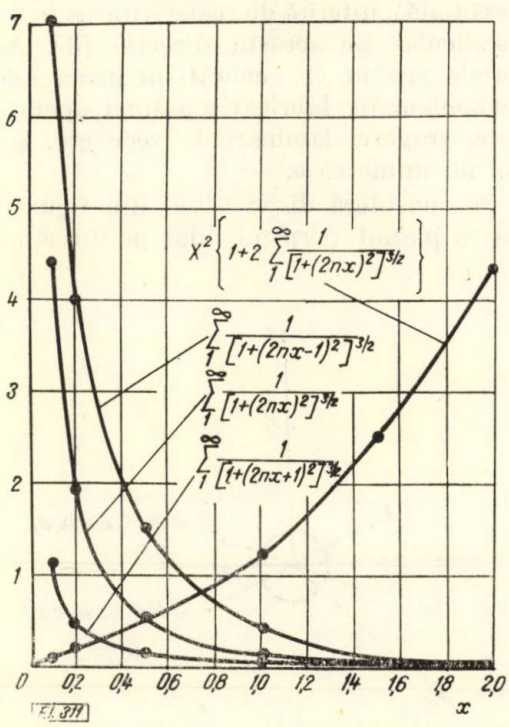


Fig. 6. Variația corecțiilor ce intervin în cazul grosimii finite a plăcii

Dacă se notează:

$$F = \left(\frac{g}{l}\right) = \sum_{m=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2m\frac{g}{l}\right)^2\right]^{3/2}}, \quad (31)$$

rezultă în final:

$$\Delta U = \frac{4\,\rho\, I\, a^3 \sin^2\alpha}{3\pi^2 l^2 b^2}\left[1 + 2F\left(\frac{g}{l}\right)\right]\left[1 + 2F\left(\frac{g}{b}\right)\right]. \quad (32)$$

Printr-un raționament analog se găsește pentru dispozitivul din figura 1, *b*, expresia:

$$\Delta U = \frac{2\,\rho\, I\, a^3 \sin 2\alpha}{3\pi^2 l^2 b^2}\left[1 + 2F\left(\frac{g}{l}\right)\right]\left[1 + 2F\left(\frac{g}{b}\right)\right]. \quad (33)$$

Variația lui $F(x)$ este reprezentată în figura 6 și ea arată că valoarea lui ΔU este cu atît mai mare cu cît grosimea plăcii este mai mică.

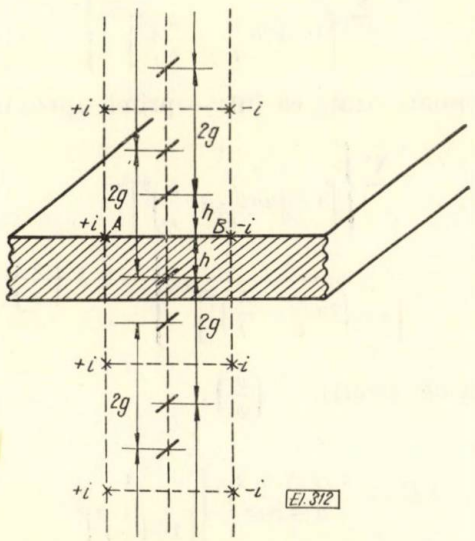


Fig. 7. Fisură circulară, la adîncime h, în placă de grosime $g > h$.

În cazul cînd se dispune de o placă de grosime g dată, valorile lui l și b trebuie alese astfel încît să se obțină un ΔU cît mai mare.

Din (33') și din figura 6 se poate observa că trebuie aleși b și l cît mai mici (cînd l se micșorează prea mult, expresiile arătate se abat de la valoarea reală a lui ΔU din cauza presupunerii făcute că componenta normală pe fisură a cîmpului este constantă).

$$\Delta U = \frac{2\,\rho\, I\, a^3 \sin 2\alpha}{3\pi g^4}\cdot$$

$$\cdot\frac{g^2}{l^2}\left[1 + 2F\left(\frac{g}{l}\right)\right]\frac{g^2}{b^2}\left[1 + 2F\left(\frac{g}{b}\right)\right]. \quad (33')$$

Cînd fisura se află la o adîncime h în material și grosimea acestuia este finită g, soluția problemei se obține tot cu ajutorul imaginilor elec-

trice (fig. 7) și este pentru dispozitivul din figura 1, *b* :

$$\Delta U = \frac{4\,\rho\, I\, a^3 \sin 2\alpha}{3\,\pi^2\, l^2\, b^2}\left\{\frac{1}{\left[1+\left(\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}} + \right.$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{l}+\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}} +$$

$$\left.+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{l}-\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}}\right\}\left\{\frac{1}{\left[1+\left(\frac{g}{b}\right)^2\right]^{3/2}} + \right. \quad (34)$$

$$+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{b}+\frac{h}{b}\right)^2\right]^{3/2}} +$$

$$\left.+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{b}-\frac{h}{b}\right)^2\right]^{3/2}}\right\}.$$

Se poate arăta că într-o primă aproximație :

$$\sum_{n=1}^{\infty}\left\{\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{l}+\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}} + \right.$$

$$\left.+\frac{1}{\left[1+\left(2n\frac{g}{l}-\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}}\right\} \simeq 2\,F\left(\frac{g}{l}\right) \quad (35)$$

și analog pentru $F\left(\frac{g}{b}\right)$;

deci :

$$\Delta U \simeq \frac{4\,\rho\, I\, a^3 \sin 2\alpha}{3\,\pi^2\, l^2\, b^2}\left\{\frac{1}{\left[1+\left(\frac{h}{l}\right)^2\right]^{3/2}} + \right.$$

$$\left.+\,2\,F\left(\frac{g}{l}\right)\right\}\left\{\frac{1}{\left[1+\left(\frac{h}{b}\right)^2\right]^{3/2}} + 2\,F\left(\frac{g}{b}\right)\right\}. \quad (36)$$

Relațiile de calcul rezultate permit determinarea dimensiunilor fisurii minime detectabile, în condiții date. În cazul în care metodele de încercare nedistructivă bazate pe dispozitivele din figura 1 sînt aplicabile, deci raza fisurii minime detectabilă, destul de mică, aproximațiile făcute au o influență neglijabilă asupra acurateței rezultatelor.

Fisura circulară în spațiul omogen și anizotrop, infinit

În spațiul anizotrop, în care rezistivitatea poate fi reprezentată de tensorul

$$[\rho] = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_2 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_3 \end{bmatrix}, \quad (37)$$

se poate arăta [6] că folosind schimbarea de coordonate :

$$x' = \alpha x\,; \quad y' = \beta y\,; \quad z' = \gamma z\,; \quad (38)$$

cu :

$$\alpha^2 = \frac{\rho_1}{\rho}\,; \quad \beta^2 = \frac{\rho_2}{\rho}\,; \quad \gamma^2 = \frac{\rho_3}{\rho}\,; \quad \text{și} \quad \rho = \sqrt[3]{\rho_1\,\rho_2\,\rho_3}, \quad (39)$$

se obține un nou sistem de coordonate $Ox'y'z'$, în care potențialul în punctele corespondente este același ca și în sistemul $Oxyz$, curentul care trece prin suprafețele corespondente este identic și vectorul cîmp-electric este legat de vectorul densității de curent prin relația :

$$\overline{E}' = \rho \overline{J}'. \quad (40)$$

Prin urmare, în noul sistem de axe, spațiul conductor se comportă ca și cum ar fi omogen și izotrop, iar soluția problemei se obține din rezolvarea ecuației lui Laplace, cu condițiile la limită corespunzătoare.

Se va trata în continuare un caz concret, și anume acela al materialelor care au rezistivitatea într-o direcție dată (numită și direcție preferențială), diferită de rezistivitatea în planul perpendicular pe această direcție [3]. Aceste materiale provin, în general, în urma folosirii în tehnologia de fabricație a unei operații de presare, tragere, laminare la rece etc. și sînt destul de numeroase.

a) Se consideră dispozitivul din figura 1, *b* plasat în planul perpendicular pe direcția preferențială (fig. 8), în care rezistivitatea are valoarea ρ_1, iar fisura se află în centrul axelor și este paralelă cu planul yOz (în direcția Ox rezistivitatea este $\rho_2 < \rho_1$).

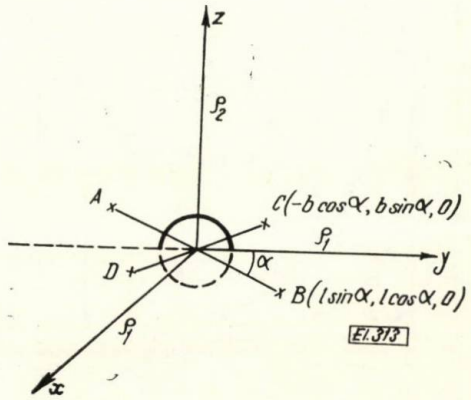


Fig. 8. Dispozitivul de detecție în planul perpendicular pe direcția preferențială.

Schimbarea de coordonate (38) este în acest caz :

$$x' = x\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\,;\; y' = y\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\,;\; z' = z\sqrt[3]{\frac{\rho_2}{\rho_4}} \qquad (41)$$

și

$$\rho = \sqrt[3]{\rho_1^2\rho_2}\,.$$

În sistemul $Ox'y'z'$, fisura circulară devine o elipsă cu semiaxa mare $a_1 = a\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}$ și semiaxa mică $a_2 = a\sqrt[3]{\frac{\rho_2}{\rho_1}}$. Cîmpul dat de sursele A și B, în centrul fisurii, are componenta normală pe fisură :

$$E_n' = \frac{\rho i}{2\pi l'^2}\sin\alpha, \qquad (42)$$

cu :

$$l' = l\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}$$

și ρ din expresia (41).

Soluția pentru fisura eliptică este cunoscută [5] :

$$V(\xi) = -E_n' \cdot x' \frac{a_1 a_2^2}{2E(k_0)}\int_\xi^\infty \frac{d\lambda}{\lambda\sqrt{\lambda(\lambda + a_1^2)(\lambda + a_2^2)}}\,, \qquad (43)$$

unde $E(k_0)$ este integrala eliptică completă de speța a doua și de modul $k_0^2 = \frac{a_1^2 - a_2^2}{a_1^2}$, iar ξ este determinat de relația :

$$\frac{x'^2}{\xi} + \frac{y'^2}{a_1^2 + \xi} + \frac{z'^2}{a_2^2 + \xi} = 1. \qquad (44)$$

Interesează potențialul punctului D, ale cărui coordonate în sistemul $Ox'y'z'$ sînt :

$$x_D' = b\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\cos\alpha\,;\; y_D' = b\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\sin\alpha\,;\; z_D' = 0.$$

În acest caz, cu $s = \frac{a}{b}$, se obține :

$$\frac{\xi_D}{a_1^2} = \frac{1 - s^2 + \sqrt{(1 - s^2) + 4s^2\cos^2\alpha}}{2s^2}. \qquad (45)$$

Se poate arăta [7], că pentru $\frac{a_1}{\sqrt{\xi}}$ suficient de mic se obține :

$$\int_\xi^\infty \frac{d\lambda}{\lambda\sqrt{\lambda(\lambda + a_1^2)(\lambda + a_2^2)}} \simeq \frac{2}{3a_1^3}\left(\frac{a_1}{\sqrt{\xi}}\right)^3. \qquad (46)$$

Din (9) se vede că :

$$\frac{a_1}{\sqrt{\xi_D}} \simeq s\left(1 + s^2\frac{\sin^2\alpha}{2} + \ldots\right), \qquad (47)$$

deci, după efectuarea înlocuirilor în (43) și limitarea la primul termen din (47), se obține :

$$V_D = -\rho_2\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\,\frac{i \cdot a^3 \cdot \sin 2\alpha}{3 \cdot 4\pi \cdot l^2 b^2 E(k_0)}. \qquad (48)$$

Deoarece :

$$k_0^2 = \frac{\rho_1 - \rho_2}{\rho_1} \qquad (49)$$

cînd anizotropia este mică se poate lua $E(k_0) \simeq (E0) = \frac{\pi}{2}$, deci în final, pentru semispațiul anizotrop :

$$\Delta U = \rho_2\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\,\frac{2Ia^3\sin 2\alpha}{3\pi^2 l^2 b^2}. \qquad (48')$$

b) Cînd dispozitivul este plasat într-un plan paralel cu direcția de presare și înclinat cu un unghi φ față de această direcție (fig. 9), atunci

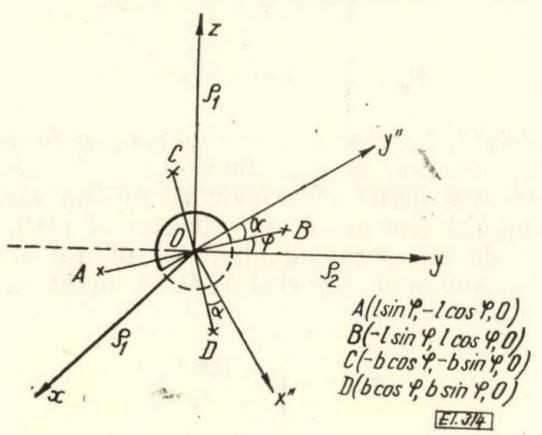


Fig. 9. Dispozitivul de detecție într-un plan paralel cu direcția preferențială.

apare între punctele C și D o tensiune suplimentară $\Delta U'$, chiar dacă materialul este omogen :

$$\Delta U' = \sqrt{\frac{\rho_1\rho_2}{\pi}}\,I\left[\frac{1}{\sqrt{(l\sin\varphi - b\cos\varphi)^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(l\cos\varphi + b\sin\varphi)^2}} - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{\sqrt{(l\sin\varphi + b\cos\varphi)^2 + \frac{\rho_2}{\rho_1}(l\cos\varphi - b\sin\varphi)^2}}\right]. \qquad (50)$$

O fisură circulară de rază a, aflată în material la mijlocul distanței AB și înclinată față de direcția AB cu unghiul α (fig. 9), produce o diferență de potențial $\Delta U''$ care se calculează

analog. În sistemul de axe $Ox'y'z'$, determinat de transformarea :

$$x' = x\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}};\quad y' = y\sqrt[3]{\frac{\rho_2}{\rho_1}};\quad z' = z\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}, \tag{41'}$$

fisura devine de formă eliptică cu semiaxa mare $a_1 = a\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}$ și semiaxa mică $a_2 = a\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}P_\theta$, unde :

$$P_\theta = \sqrt{\sin^2\theta + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\theta}, \tag{51}$$

dacă se notează : $\alpha + \varphi = \theta$.

Cîmpul dat de sursele A și B în centrul fisurii are componenta normală :

$$E'_n = \frac{\rho\, i}{2\pi\, l'^2}\sin\alpha', \tag{42'}$$

cu

$$l' = l\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}P_\alpha \text{ și } \sin\alpha' = \frac{\sin\alpha}{P_\varphi\, P'_\theta}, \tag{51}$$

în care :

$$P_\alpha = \sqrt{\sin^2\alpha + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\alpha};$$

$$P_\varphi = \sqrt{\sin^2\varphi + \frac{\rho_2}{\rho_1}\cos^2\varphi}; \tag{52}$$

$$P'_\theta = \sqrt{\cos^2\theta + \frac{\rho_1}{\rho_2}\sin^2\theta}.$$

Soluția în acest caz este de aceeași formă cu (43), sistemul de axe fiind $Ox''y''z''$ (fig. 9), care este astfel ales încît în mediul care se comportă izotrop, după schimbarea (41'), axa Ox'' devine perpendiculară pe planul elipsei.

Coordonatele punctului D în acest sistem sînt :

$$x''_D = b\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\frac{\cos\alpha}{P'_\theta};$$

$$y''_D = -b\sqrt[6]{\frac{\rho_1}{\rho_2}}\frac{\sin\alpha}{P_\theta}; \tag{53}$$

$$z''_D = 0.$$

Relația (44) este pentru sistemul de axe $Ox''\,y''\,z''$:

$$\frac{x''^2}{\xi} + \frac{y''^2}{a_2^2 + \xi} = 1, \tag{44'}$$

care conduce după un șir de calcule la :

$$\frac{a_1}{\sqrt{\xi_D}} = \frac{s}{P_{c\varphi}}\left[1 + s^2\,\frac{P_\theta^2 - \frac{\rho_2}{\rho_1}\frac{\cos^2\alpha}{P_{c\varphi}^2}}{P_{c\varphi}^2} + \dots\right], \tag{54}$$

cu :

$$P_{c\varphi} = \sqrt{\cos^2\varphi + \frac{\rho_2}{\rho_1}\sin^2\varphi}$$

și deci la :

$$V_D = \rho_2\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\,\frac{i\,a^3\sin 2\alpha}{3\cdot 4\pi\, l^2\, b^2\, P_\alpha^2\, P_\varphi\, P_{c\varphi}^3\, E(k_0)}, \tag{55}$$

cu :

$$k_0^2 = 1 - P_\theta^2 = \cos^2\theta\left(1 - \frac{\rho_2}{\rho_1}\right).$$

În final :

$$\Delta U'' = \rho_2\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}\,\frac{I\,a^3\sin 2\alpha}{3\pi\, l^2\, b^2\, P_\alpha^2\, P_\varphi\, P_{c\varphi}^3\, E(k_0)}. \tag{55'}$$

Cînd gradul de anizotropie nu este pronunțat, pentru determinarea mărimii fisurii minime detectabile (în aplicațiile de încercări nedistructive) se poate lua $E(k_0) \simeq \frac{\pi}{2}$; $P_\alpha \simeq P_\varphi \simeq P_{c\varphi} \simeq 1$ și relația (55') se transformă în relația (48').

Aceste aproximații se pot extinde și în situațiile cînd fisura se află la o adîncime dată h, în material sau placa conducătoare de grosimea g și din comparația lui (55') cu (48') și (24) se poate vedea că se vor obține pentru ΔU valorile (28), (32) sau (36), în care trebuie făcută înlocuirea $\rho = \rho_2\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}}$.

Bineînțeles, pentru un grad de anizotropie mare sau pentru alte cerințe, calculele pot fi conduse riguros, folosind schimbarea de variabile (38), care transformă mediul anizotrop în altul echivalent, izotrop și urmînd metodica aplicată în exemplele anterioare.

Observații

1) În [5] se arată că fisura circulară aflată într-un conductor în regim electrocinetic staționar, este echivalentă cu o foiță de dipoli. Dacă cîmpul electric, în absența fisurii, ar fi fost constant, în conductor, se arată că puterea foiței de dipoli este dată de :

$$\tau = \tau_m\sqrt{1 - \frac{r^2}{a^2}}. \tag{56}$$

Soluția (7) reprezintă potențialul cîmpului dat de o astfel de distribuție.

Se poate arăta că aproximînd $\tau \simeq \tau_m$, deci considerînd puterea foiței constantă, relațiile ce se obțin conțin calitativ rezultatele prezentate mai sus. În cazul mediului izotrop și omogen, de exemplu, se obține pentru diferența de potențial ce apare între punctele C și D ale dispozitivului din figura 1, b expresia [3]

$$\Delta U' = \frac{\rho\, I}{2\pi\, l^2}\frac{a^3}{b^2}\sin 2\alpha, \tag{57}$$

care este mai mare decît valoarea reală dată de (24), și anume : $\Delta U' = 2{,}35\,\Delta U$, fapt ce afectează în mică măsură mărimea calculată a defectului minim detectabil :

$$a'_{min} = \frac{a_{min}}{1{,}32},$$

a'_{min} fiind determinat din (57).

Pentru mediul anizotrop, cu grad de anizotropie mic, relaţiile prezentate în [3] sînt satisfăcătoare pentru cerinţele încercărilor nedistructive, deşi ele sînt deduse pe baza mai multor aproximaţii.

2) O verificare experimentală a relaţiilor de bază folosite în aceasta lucrare a fost făcută cu rezultate foarte bune.

Într-un vas cu pereţi izolanţi, de formă paralelipipedică (fig. 10), se introduc plăcile de cupru P_1 şi P_2, perfect paralele, care au sarcina de a produce o repartiţie uniformă a densităţii de curent care se creează prin trimiterea curentului I în stratul de mercur, de grosime g, care se găseşte pe fundul vasului. În centrul băii, legată de un suport, se montează o paletă subţire dintr-un material izolant, de formă semicirculară cu raza a, care intră complet în mercur şi se poate roti, astfel încît unghiul pe care-l face paleta cu liniile densităţii de curent este variabil.

Pe suportul de care este legată paleta sînt fixate două vîrfuri C şi D care ating suprafaţa

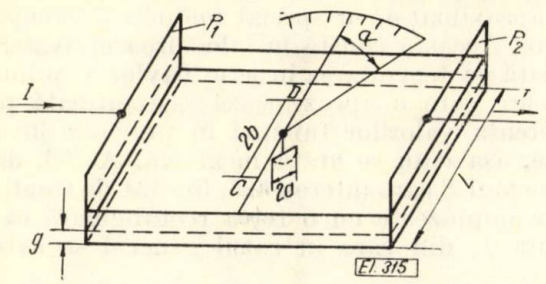


Fig. 10. Baia cu mercur pentru verificarea experimentală.

mercurului, distanţate la b de axul ei, între care se culege o cădere de tensiune ΔU.

Dacă I este curentul introdus cu ajutorul plăcilor P_1 şi P_2 şi L, lăţimea băii, densitatea de curent are valoarea:

$$J = \frac{I}{Lg}, \tag{58}$$

dacă se iau unele mici precauţii pentru ca ea să fie perpendiculară pe direcţia CD şi repartizată uniform.

Pornind de la relaţia (13), folosind figura 5 şi un calcul analog cu cel care duce la relaţia (33), prin metoda imaginilor electrice, se ajunge la:

$$\Delta U = \frac{2a^3 \sin 2\alpha}{3\pi b^2} \rho J \left[1 + F\left(\frac{g}{b}\right)\right]. \tag{59}$$

Cu următoarele valori: $I = 40$ A; $a = 0{,}3$ cm; $g = 0{,}3$ cm; $b = 2{,}5$ cm; $L = 9$ cm; $\rho = 0{,}958 \cdot 10^{-4}$ Ω cm, se obţine $J = 14{,}8$ A/cm², $F(0{,}12) = 3{,}75$ şi deci:

$$\Delta U = 11{,}1 \ \mu\text{V}, \text{ pentru } \alpha = 45°.$$

Experimental s-a măsurat $\Delta U = 11{,}6$ μV, adică o diferenţă de 4,5 %, care se încadrează foarte bine în erorile de măsurare.

De asemenea s-a obţinut o bună concordanţă între valorile măsurate pentru diferite valori ale lui α cu valorile calculate din (59).

Concluzii

Determinarea deformării cîmpului electric în regim electrocinetic staţionar, datorită unei fisuri circulare, este importantă pentru a da o bază cantitativă încercărilor nedistructive ale materialelor, folosind proprietăţile lor electroconductive.

În această lucrare sînt prezentate pentru prima dată aceste rezultate şi este justificată o metodă sensibilă care a fost aplicată pentru defectoscopia grafitului nuclear [3], care are avantaje certe faţă de alte încercări făcute pînă acum [1], [2]. Această metodă permite detectarea unor defecte, a căror suprafaţă depăşeşte 0,04 mm² pentru piese de grafit, a căror grosime nu este mai mare de 4 cm, pentru piese mai groase, crescînd şi suprafaţa defectului minim detectabil.

Calculul făcut pentru cazul corpurilor anizotrope arată condiţiile în care metoda poate fi folosită pentru astfel de corpuri.

Este evident că în realitate defectele ce pot apare în corpurile conductoare sînt de forme şi dimensiuni variate şi deformarea pe care ele o produc asupra formei cîmpului nu poate fi în general calculată. Aproximarea lor prin fisuri circulare permite să se deducă dacă metodele bazate pe proprietăţile electrice pot sau nu pot fi aplicate, iar în cazul cînd se pot aplica, această aproximare furnizează cu suficientă precizie relaţiile pentru determinarea defectului minim detectabil, ceea ce este esenţial pentru o încercare nedistructivă.

Rezolvarea problemei fisurii circulare poate fi folosită şi pentru calculul rezistenţei echivalentea unui conductor conţinînd astfel de fisuri într-o anumită distribuţie, sau la calculul efectelor de supraîncălzire locală datorită deformării liniilor de curent prin prezenţa fisurii.

Bibliografie

[1] *Gonnagle, W. J. Mc.* Nondestructive Testing, New York, Mc Graw Hill, 1961.

[2] *Hinsley, J. F.* Nondestructive Testing, London. Mac Donald-Evans Ltd. 1959.

[3] *Andreescu, N., Lăbuşcă, E.* şi *Vasiliu, S.* Sur la détectabilité des défauts macroscopiques des matériaux conducteurs par des essais électriques. În: Rev. Roum. Phys. **12**, nr. 5, 1967, p. 503.

[4] *Andreescu, N.* O metodă pentru determinarea conductibilităţii electrice a corpurilor masive, izotrope şi anizotrope. În: Electrotehnica, nr. 11, 1967, p. 397–404.

[5] *Andreescu, N.* Contribuţii la extinderea reprezentării electrostatice a cîmpurilor electrocinetice staţionare (în curs de publicare).

[6] *L. J. van der Pauw.* Determination of resistivity tensor and Hall tensor of anisotropic conductors. În: Philips Res. Repts. **16**, nr. 2, 1961, p. 187.

[7] *Byrd, P. F.* şi *Friedman, M. D.* Handbook of elliptic integrals for engineers and physicists. Berlin, Springer-Verlag, 1954.

Intrat în redacţie la 30.I.1968

Contribuţie la determinarea cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice

Dumitru F. Lăzăroiu şi Sigismund Şlaiher * — Bucureşti

CZ 621.317.42 : 538.632 : 621.313.1.042.1

1. Introducere

Cunoaşterea repartiţiei spaţiale a cîmpurilor magnetice constante în timp (produse de magneţi permanenţi sau de bobine parcurse de curent continuu) sau a distribuţiei spaţial-temporale a cîmpurilor magnetice cvasistaţionare, pulsatorii sau învîrtitoare (produse de bobine alimentate cu curenţi alternativi monofazaţi sau polifazaţi), în întrefierul maşinilor electrice, reprezintă o problemă rămasă actuală pentru constructorii de astfel de maşini.

Deducerea pe cale pur analitică a expresiei cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice este o problemă dificilă dacă se ţine seamă de repartiţiile spaţiale relativ complicate ale solenaţiei inductoare şi ale reluctanţei magnetice, în special cauzate de zonele neomogene şi anizotrope dinte-crestătură şi de saturaţia părţilor feromagnetice ale circuitului magnetic al maşinilor.

Determinarea experimentală a cîmpului magnetic, utilizînd sonde-spire sau generatoare Hall în tot domeniul care interesează, prezintă de asemenea dificultăţi, în special ţinînd seamă că întrefierul maşinilor electrice fiind extrem de îngust, introducerea sondelor şi poziţionarea lor în tot domeniul întrefierului este complicată şi uneori chiar imposibilă.

În această situaţie devine interesantă o metodă care să permită obţinerea valorilor inducţiei magnetice în orice punct din întrefierul maşinii, cunoscînd numai valorile într-un număr finit de puncte de pe frontiera domeniului considerat, ceea ce implică rezolvarea unei probleme la limită de tip Dirichlet. Pentru aceasta se procedează la determinarea inducţiei magnetice într-un număr finit de puncte de pe o frontieră convenabil aleasă din punctul de vedere al măsurărilor, cu ajutorul unei sonde Hall, iar găsirea valorilor inducţiei magnetice în tot domeniul mărginit de frontieră se face cu ajutorul calculului numeric, prin metoda diferenţelor finite ; cu această metodă se obţine rezolvarea ecuaţiei Laplace în domeniul din întrefier, înlocuind derivatele prin valori care le aproximează şi care se exprimă prin diferenţa valorilor funcţiei în punctele învecinate punctului în care se calculează această funcţie.

* Conf. ing. *D. F. Lăzăroiu* este directorul Institutului de cercetare şi proiectare pentru industria electrotehnică, iar *S. Şlaiher* este şef de laborator în acelaşi institut.

În lucrarea de faţă s-a aplicat pentru studiul cîmpului magnetic creat în întrefier, de sistemul de excitaţie cu magneţi permanenţi al unei maşini de curent continuu cu întrefier axial, această metodă combinată : experimentală (determinarea cîmpului pe frontieră cu ajutorul sondei Hall) şi de calcul numeric (determinarea cîmpului în interiorul domeniului prin metoda diferenţelor finite).

2. Metoda diferenţelor finite

Găsirea pe cale analitică a soluţiei exacte a ecuaţiei Laplace pentru cîmpul magnetic în întrefierul unei maşini electrice, ţinînd seamă de condiţiile la limită reale, este extrem de dificilă, iar relaţiile obţinute complicate. De aceea se preferă a se utiliza metode numerice de aproximaţie, în special metoda diferenţelor finite. Aceasta constă în înlocuirea derivatei — bazată pe dezvoltarea în serie Taylor — printr-o valoare care o aproximează — exprimată prin diferenţa valorilor funcţiei în punctele învecinate, aşa cum se arată în anexă. Astfel, dacă domeniul S care interesează, limitat de frontiera l, se împînzeste cu o reţea rectangulară ca în figura 1, din care în cazul general se extrag

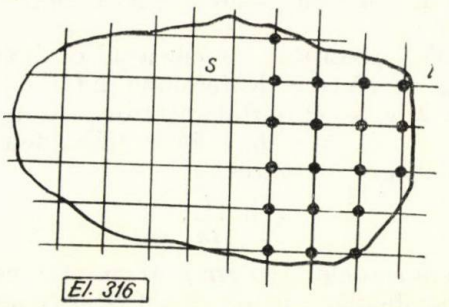


Fig. 1. Domeniul plan S înconjurat de conturul l, împînzit de o reţea rectangulară.

un nod O, înconjurat de nodurile adiacente *1*, *2* *3* şi *4*, ca în figura 2, expresia funcţiei în punctul φ_0 pe baza relaţiei (A-7, a) este :

$$\varphi_0 = \frac{h_{1y}\,h_{2y}\,(h_{1y}+h_{2y})\,(\varphi_1\,h_{2x}+\varphi_3\,h_{1x})+h_{1x}\,h_{2x}\,(h_{1x}+h_{2x})\,(\varphi_2\,h_{1y}+\varphi_4\,h_{2y})}{(h_{1x}+h_{2x})\,(h_{1y}+h_{2y})\,(h_{1x}\,h_{2x}+h_{1y}\,h_{2y})}. \qquad (1)$$

Această relaţie pe lîngă faptul că este relativ complicată, valoarea funcţiei în punctul căutat depinzînd atît de valorile funcţiei în punctele învecinate, cît şi de mărimile paşilor aleşi pe cele două axe (h_{1x}, h_{2x}, h_{1y}, h_{2y}), mai prezintă dezavantajul că eroarea este de ordinul h.

Dacă fiecare din pașii pe cele două axe devin egali ($h_{1x} = h_{2x} = h_x$ și $h_{1y} = h_{2y} = h_y$), soluția se simplifică :

$$\varphi_0 = \frac{h_y^2(\varphi_1 + \varphi_3) + h_x^2(\varphi_2 + \varphi_4)}{2(h_x^2 + h_y^2)} \qquad (2)$$

și eroarea devine de ordinul h^2.

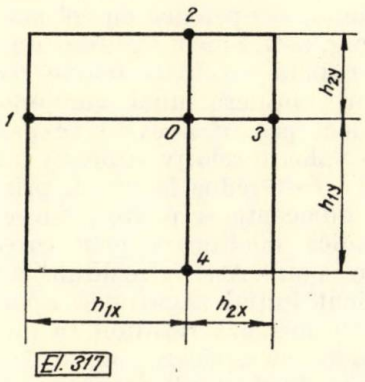


Fig. 2. Nod de bază 0 și adiacente 1, 2, 3, 4 în sistem rectangular plan.

Se observă că în acest caz, funcția căutată depinde de valorile funcției în punctele învecinate și numai de raportul $k_h = \frac{h_y}{h_x}$, obținîndu-se :

$$\varphi_0 = \frac{k_h^2(\varphi_1 + \varphi_3) + (\varphi_2 + \varphi_4)}{2(1 + k_h^2)}. \qquad (3)$$

În sfîrșit, dacă pașii egali pe cele două axe se admit a fi egali și între ei ($h_x = h_y$), $k_h = 1$, se obține relația extrem de simplă :

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4}{4}. \qquad (4)$$

Evident că în aplicațiile practice se va utiliza această relație, luînd ochiurile rețelei sub formă de pătrate, deoarece prezintă dublul avantaj de a fi mai simplă și mai precisă.

În cazul în care problema nu se poate considera plan-paralelă, ceea ce ne obligă a rezolva o ecuație Laplace în trei dimensiuni, în locul unei rețele plane formate din dreptunghiuri, se recurge la o rețea spațială formată din paralelipipede. Alegînd cele șase puncte învecinate punctului în care se caută funcția, ca în figura 3, unde s-au ales toți pașii egali, se obține în locul relației (4) relația echivalentă :

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 + \varphi_5 + \varphi_6}{6}. \qquad (5)$$

Evident că această relație conduce tot la o eroare de ordinul h^2.

Deoarece în cazul mașinilor electrice clasice cu întrefier radial, ca și de altfel a celor axiale, întrefierul se pretează a fi mai comod poziționat în coordonate cilindrice sau în cazul unor cîmpuri plan-paralele în coordonate polare, prezintă importanță a stabili expresia funcției căutate cu ajutorul diferențelor finite și în aceste cazuri.

Utilizînd relația (A-9) stabilită în anexă, rezultă că impunînd condiția unor ochiuri curbilinii cu laturi egale [relația (A-8)], funcția căutată devine în coordonate polare :

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_3 + \varphi_2\left(1 + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \varphi_4\left(1 - \frac{\Delta\theta}{2}\right)}{4}. \qquad (6)$$

Această relație este suficient de simplă pentru aplicații și în cazul în care se alege $\Delta\theta$ suficient de mic ($\Delta\theta \ll 2$), calculul se poate efectua folosind relația (4) stabilită în coordonate rectangulare plane.

De menționat că eroarea care se săvîrșește neglijînd pe $\Delta\theta$ este cu atît mai redusă, cu cît φ_2 și φ_4 sînt mai apropiați ca valoare.

Deoarece relația (6) a fost stabilită în ipoteza :

$$h_\rho = h_\theta = \rho \cdot \Delta\theta,$$

rezultă că admițînd o valoare constantă pentru $\Delta\theta$, înălțimea ochiurilor rețelei variază proporțional cu raza de curbură. Vom avea de-a face în acest caz cu o rețea inegală, avînd ochiuri mai mici la raze mai mici, ceea ce însă nu reprezintă nici un impediment din punctul de vedere al calculului.

În cazul în care, din cauza variației cîmpului și după axa z, sîntem obligați a considera problema spațial, deci a utiliza coordonate cilin-

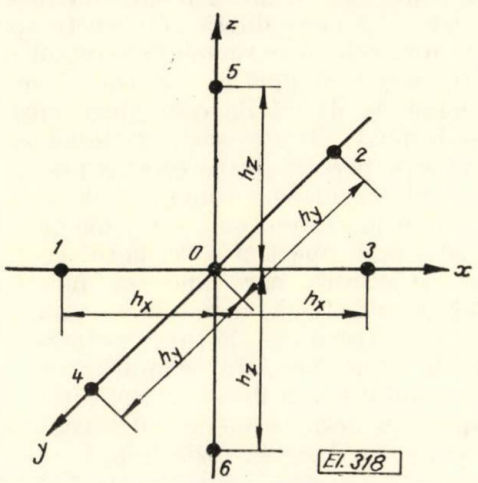


Fig. 3. Nod de bază 0 și adiacente 1, 2, 3, 4, 5, 6 în sistem rectangular spațial.

drice (ρ, θ, z), relația de calcul similară cu (5) devine :

$$\varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3\left(1 + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \varphi_4\left(1 - \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \varphi_5 + \varphi_6}{6}, \qquad (7)$$

unde valorile funcțiilor φ_5 și φ_6 sînt luate după axa z.

3. Metoda relaxației

Pornind de la calculul numeric cu diferențe finite se poate în continuare proceda în două moduri distincte. Fie a considera sistemul de n ecuații algebrice, liniare, în care necunoscutele sînt valorile funcției φ în cele n noduri, în care caz se impune utilizarea calculatoarelor digitale, fie a adopta o metodă de iterare mai simplă, adecvată calculului cu mîna, cunoscut în literatura americană sub denumirea de metoda relaxației (relaxation method). În cele ce urmează vom analiza în principal și vom utiliza în partea de aplicație această din urmă variantă; pentru comparație se vor da și rezultatele numerice obținute cu ajutorul calculatorului digital.

Ideea care stă la baza metodei relaxației a fost enunțată încă din 1728 de J. Bernoulli, dar abia în ultima vreme s-a acordat un interes deosebit. Procedeul se aplică comod numai la rezolvarea ecuației Laplace în condiții la limită tip Dirichlet, adică tocmai în cazul admis în acest articol.

Cunoscînd valorile funcției pe frontieră (prin măsurări cu sonda Hall), se presupun mai întîi niște valori *arbitrare* în toate nodurile rețelei, fără ca rezultatul final să depindă de această alegere [1]. Bineînțeles că procedeul va fi cu atît mai convergent cu cît valorile presupuse sînt mai apropiate de cele reale. Se alege apoi un nod oarecare și utilizînd relația (4), respectiv (6), în cazul cîmpurilor plan-paralele și (5), respectiv (7), în cazul cîmpurilor spațiale, se găsește noua valoare, care se notează sub valoarea inițială de care în general diferă. Se repetă operația în toate punctele și se revine în punctul inițial. Iterațiile continuă pînă ce valorile obținute în toate punctele diferă de cele anterioare cu o precizie impusă. Deși precizia metodei depinde de pasul ales, pentru obținerea unei precizii mai mari, nu se recomandă să se pornească de la început cu o rețea foarte fină. Este mai oportun a se porni cu o rețea grosolană, care apoi se face de două ori mai fină, cunoscînd acum valorile aproximative ale funcției într-un număr de puncte. În scopul ușurării calculului s-a utilizat în aplicația prezentată în această lucrare determinarea și apoi reducerea reziduului:

$$R_0 = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - 4\varphi_0. \quad (8)$$

Pentru aceasta, cu valorile arbitrare inițial alese, se calculează, în toate nodurile interne, reziduul corespunzător. Se continuă prin anularea reziduului în punctul 0 prin modificarea valorii inițiale φ_0 cu $R_0/4$. Această modificare a lui φ_0 conduce la patru modificări ale reziduurilor în cele patru puncte adiacente punctului 0 cu cantitatea cu care s-a modificat φ_0, adică tocmai cu $R_0/4$. Bineînțeles că la această *dispersie* a reziduului din punctul central, valorile funcției în punctele frontierei nu au voie să fie modificate, ele reprezentînd valori măsurate, deci sigure.

La aplicarea acestui sistem de calcul se recomandă ca în fiecare etapă să se opereze anularea reziduului care are cea mai mare valoare absolută [2].

În practică, atunci cînd $R_0/4$ conduce la un număr zecimal, se operează cu cel mai apropiat număr întreg, astfel încît reziduul nu se reduce la zero, ci capătă o valoare foarte redusă.

În scopul obținerii unei convergențe mai rapide și deci pentru a evita reapariția unui reziduu de valoare relativ ridicată într-un nod (în care el a fost redus la zero), prin relaxare în nodurile adiacente, se poate recurge la suprarelaxare, adică modificare prin care reziduul schimbă de semn. Astfel, reziduul unui punct poate fi făcut inițial negativ și apoi redus la zero, cînd se operează reziduul în punctul alăturat. Evident că aplicarea acestui sistem nu se poate face după reguli precise și presupune oarecare experiență din partea celui ce calculează, întrucît trebuie avut în vedere influența suprarelaxației într-un nod asupra celorlalte noduri și în special asupra celor adiacente.

4. Rezultate experimentale și de calcul

În cele ce urmează se va aplica metoda mixtă experimentală și de calcul numeric pentru determinarea componentei utile (axiale) a cîmpului magnetic în întrefier, creat de sistemul de excitație cu magneți permanenți al unei mașini de curent continuu, axiale, cu circuite imprimate de tip Servalco TM-620, prezentată în figura 4.

Deoarece ne vom referi exclusiv la componenta axială a cîmpului magnetic, pentru simplitatea exprimării, neexistînd pericol de confuzie, vom înțelege prin cîmp magnetic numai această componentă. În plus, deoarece în întrefier există proporționalitate între intensitatea cîmpului magnetic și inducția magnetică, vom înțelege prin cîmp magnetic una dintre aceste două mărimi.

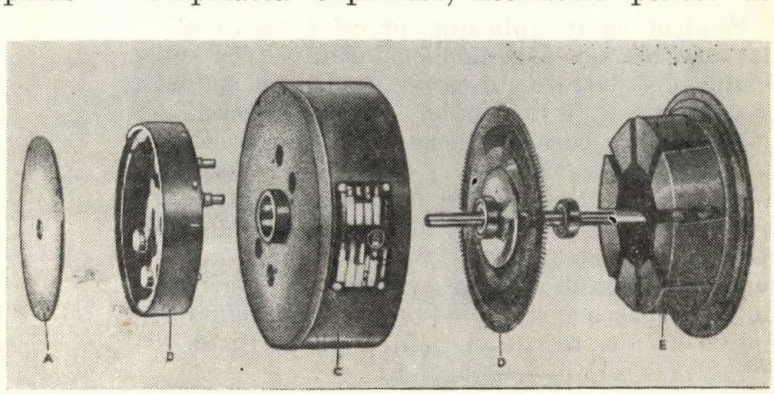


Fig. 4. Părțile componente ale unui motor de curent continuu axial tip Servalco TM-620:
A – placă; *B* – sistemul portperii; *C* – carcasă și jug; *D* – indus; *E* – poli.

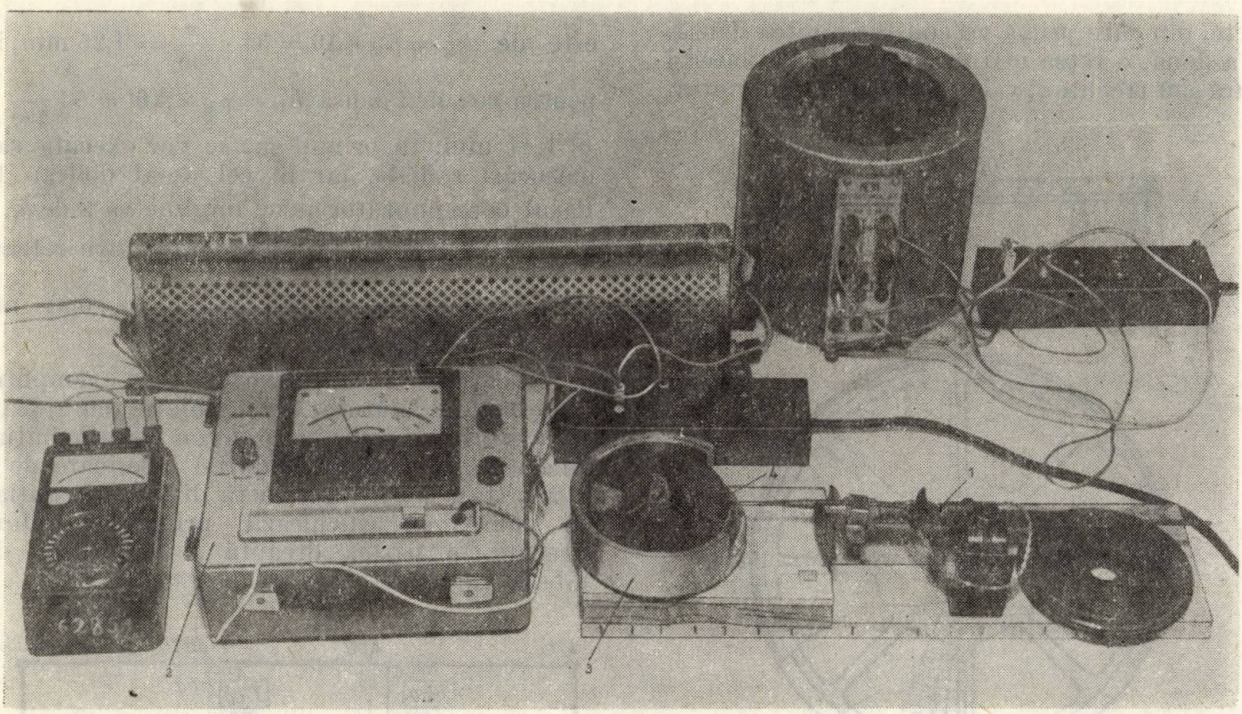


Fig. 5. Dispozitivul de măsură a cîmpului magnetic în întrefierul unei mașini axiale de curent continuu cu magneți permanenți :
1 — dispozitiv de măsură ; *2* — gaussmetru ; *3* — motor Servalco ; *4* — sondă Hall.

Avînd în vedere că în domeniul considerat (întrefier) nu există curenți, sînt valabile relațiile :

$$\begin{aligned} \text{rot } \overline{H} &= 0, \\ \overline{H} &= -\text{ grad } \varphi_m ; \end{aligned} \tag{8}$$

cum pe de altă parte

$$\text{div } \overline{B} = \mu_0 ; \quad \text{div } \overline{H} = -\mu_0 ; \quad \text{div grad } \varphi_m = 0, \tag{9}$$

rezultă :

$$\Delta \varphi_m = 0. \tag{10}$$

Deci potențialul magnetic scalar este o funcție armonică în domeniul care interesează, satisfăcînd în coordonate rectangulare ecuația :

$$\frac{\partial^2 \varphi_m}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_m}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \varphi_m}{\partial z^2} = 0. \tag{10, a}$$

Conform teoremei care spune că derivatele unei funcții armonice sînt și ele funcții armonice în același domeniu, rezultă că atît componentele cîmpului, cît și inducției magnetice satisfac ecuațiile :

$$\frac{\partial^2 B_i}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 B_i}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 B_i}{\partial z^2} = 0, \tag{10, b}$$

unde $i = x, y, z$.

Deoarece în cazul experimental în discuție ne interesează componenta utilă (axială) a inducției magnetice, în cele ce urmează se va proceda la măsurarea cu sonda Hall a acestie componente pe un contur ales și la calcularea ei în domeniul limitat de acest contur. Deoarece întrefierul mașinii este suficient de redus, se poate admite că după axa z componenta axială a inducției este constantă, deci se va opera în plan. Pe de altă parte, ținînd seamă de forma geometrică a domeniului se va adopta sistemul de coordonate polar $(\rho\theta)$.

Pentru aceasta a fost construit un dispozitiv, fotografiat în figura 4, cu ajutorul căruia se poate poziționa sonda Hall în întrefier în sistemul de coordonate adoptat.

Pentru înțelegerea conturului pe care s-au executat măsurările cu sonda Hall și a domeniului pentru care urmează să se calculeze cîmpul magnetic, în figura 6 se redă sistemul inductor și jugul de închidere a fluxului magnetic, precum și poziționarea sondei Hall.

Deoarece mașina studiată este octopolară ($2p = 8$) și prezintă o simetrie atît față de axa polară, cît și față de punctul de trecere prin zero (de pe axa neutră) conturul ales va subîntinde un arc $\gamma_g = \frac{\pi}{2}$ radiani, ceea ce echivalează cu cu $\gamma = p\gamma_g = \frac{\pi}{8}$ radiani electrici.

Deoarece inducția magnetică variază relativ rapid în zona din apropierea marginii polului și axei neutre și relativ lent în zona axei polare, se va împărți domeniul ales în două zone dis-

tincte, din care prima va conține o rețea densă, iar a doua, o rețea mai rară (fig. 7). Pe aceeași figură sînt trecute și valorile măsurate pe contur.

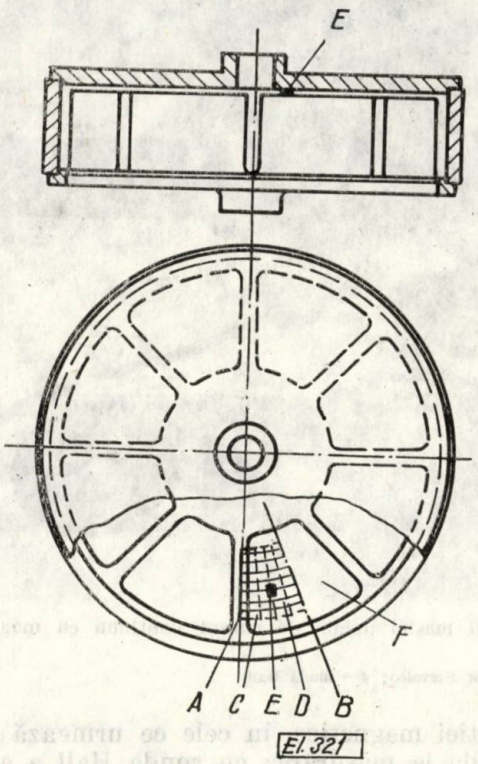


Fig. 6. Sistem inductor, jugul de închidere a fluxului și domeniul de măsură a cîmpului magnetic:
A – axa neutră; *B* – axa magnetică; *C* – contur de măsură; *D* – domeniu de măsură; *E* – sonda Hall; *F* – polul din figura 4.

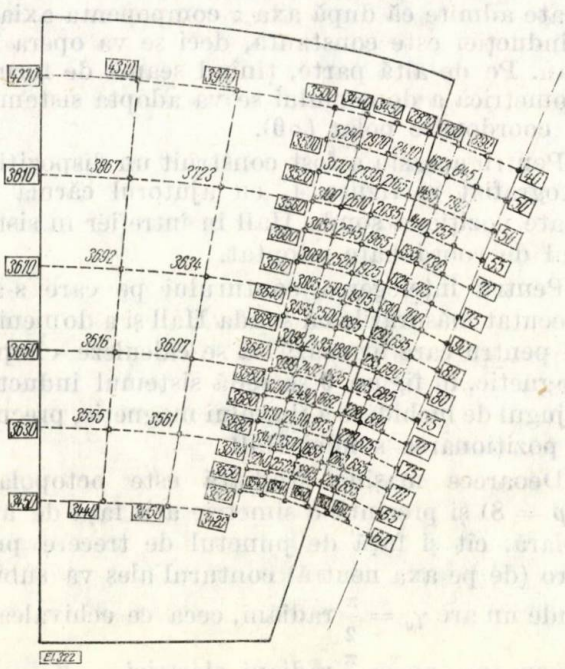
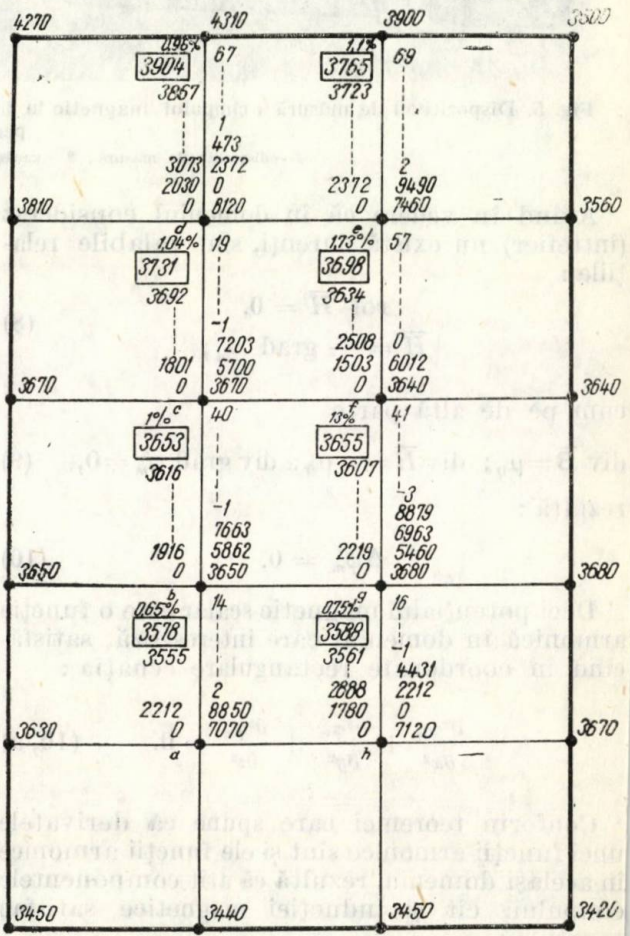


Fig. 7. Domeniul de măsură cu cele două sisteme de rețele și valorile măsurate pe contur și calculate în interior.

Deoarece raza exterioară a sistemului inductor al mașinii este de $R_e = 54$ mm, pasul corespunzător acestei raze pentru rețeaua mai rară este de $h_M = \rho_M \cdot \Delta\theta = 54 \cdot \frac{\pi}{40} = 4{,}25$ mm, iar pentru cea mai densă $h'_M = \rho_M \cdot \Delta\theta' = 54 \frac{\pi}{120} = 1{,}41$ mm. În primul caz se vor executa șase măsurări radiale, iar în cel de-al doilea, 15. Pasul corespunzător razei minime va fi de $h_m = \rho_m \cdot \Delta\theta = 33{,}9 \frac{\pi}{40} = 2{,}65$ mm pentru rețeaua rară și $h'_M = \rho'_m \cdot \Delta\theta' = 34{,}9 \frac{\pi}{120} = 0{,}91$ mm pentru rețeaua deasă.

Aplicarea metodei relaxației se va exemplifica în domeniul alăturat axei polare (cu rețeaua de ochiuri mai rare), pornind cu valorile inițiale nule ale inducției în nodurile interioare de la *a* la *h* (tabela 1). Cu această distribuție inițială de valori se calculează primele reziduuri (trecute în partea dreaptă a nodurilor) din tabela 1.

Tabela 1



Astfel în nodul *a* reziduul este:

$$R_a = 3\,440 + 3\,630 + 0 + 0 - 4 \cdot 0 = 7\,070;$$

în nodul *b* reziduul este:

$$R_b = 3\,650 + 0 + 0 + 0 - 4 \cdot 0 = 3\,650 \text{ etc.}$$

Cel mai mare reziduu fiind $R_d = 8\,120$, se reduce acesta la zero, crescînd funcția în punctu

d cu $\Delta B_d = \frac{R_d}{4} = 2\,030$ și deci noua valoare a acesteia este : $B_d = 0 + \Delta B_d = 2\,030$; de asemenea prin această operație noile reziduuri în

În tabela 4 se dau valorile cîmpului calculate exact cu ajutorul unui calculator digital prin rezolvarea unui sistem liniar de 65 ecuații cu tot atîtea necunoscute.

Tabela 2

Caracteristicile sondei Hall tip FA22e utilizată pentru măsurări

i_{en}, mA	B, kGs	U_{20n}, mA	U_2R_0, mV	K_{B_0}, V/A·kGs	K_{BL}, %	R_0, V/A	A_2, cm	R_{10}, Ω	R_{20}, Ω	d, mm	l, mm	b, mm
150	10	$\geqslant 95$	4	$\geqslant 0{,}063$	65	< 20	$< 0{,}05$	2	1,5	0,8	100	3

Notații: i_{en} este valoarea nominală a curentului de excitație; B – valoarea cîmpului de excitație; u_{20n} – tensiunea Hall de gol la valori nominale; u_{2R_0} – tensiunea ohmică de nul la curent de excitație nominal și $B = 0$; K_{B_0} – sensibilitatea de gol corespunzătoare lui B_n; K_{BL} – sensibilitatea medie la funcționarea liniară; R_0 – componenta ohmică de nul; A_2 – componenta inductivă de nul; R_{10} – rezistența internă în circuitul de excitație la $B = 0$; R_{20} – rezistența internă în circuitul principal la $B = 0$; d – grosime; l – lungime; b – lățime.

punctele c, respectiv e devin $R_c = 3\,670 + 2\,030 = 5\,700$, respectiv $R_d = 7\,460 + 2\,030 = 9\,490$, valorile inducției în punctele adiacente de pe frontieră, 3 810 și 4 310 rămînînd neschimbate. Cel mai mare reziduu în noua etapă este în punctul e, astfel încît se reduce acesta la valoarea 2, noua valoare a funcției în acest punct devenind $B_e = 2\,372$ și afectînd cu aceeași cantitate punctele interne alăturate d și f.

Se constată că după numai cîteva iterații, deși s-a pornit *inițial* de la *valoarea nulă* pentru inducția magnetică în punctele căutate se ajunge la valori care conduc față de valorile calculate cu relația (4) la o eroare de sub 0,5%.

Rezolvînd riguros sistemul de ecuații liniare, se obține pe baza ecuației (4) cu ajutorul unui calculator digital, valorile încadrate din tabela 1. Față de aceste valori, cele calculate manual prin metoda relaxației și date în aceeași tabelă, acuză o eroare maximă de 1,73%, ceea ce este perfect acceptabil pentru practică. Evident că erorile sînt cu atît mai rèduse cu cît ultimul reziduu admis este mai mic.

Deși s-a operat în coordonate polare, s-a aplicat totuși relația de calcul (4) și nu (6), deoarece $\frac{\Delta\theta}{2} = \frac{\pi}{80} \approx 0{,}04 \ll 2$.

Pentru măsurarea cîmpului magnetic s-a utilizat o sondă Hall de producție Siemens, tip FA22e, a cărei caracteristici sînt date în tabela 2, [3]. De asemenea, pentru măsurarea tensiunii Hall (exprimată direct în unități de inducție, Gs), s-a utilizat un gaussmetru, de asemenea de fabricație Siemens (fig. 4).

Rezultatele obținute, utilizînd metoda diferențelor finite în varianta relaxației pentru calculul cîmpului magnetic, sînt date în tabela 3. Aici au fost trecute valorile calculate și reziduurile corespunzătoare conform relației (8).

Pe baza datelor obținute în tabela 3 se reprezintă în figura 8 curbele cîmpului magnetic în întrefierul mașinii studiate, pe un pas polar, la diverse nivele radiale.

Se constată că eroarea maximă obținută prin metoda relaxației nu depășește 2%, deși

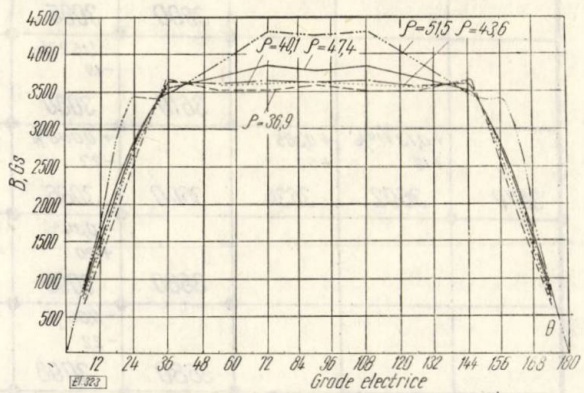


Fig. 8. Curbele cîmpului magnetic în întrefier pe un pas polar la diverse nivele radiale

iterația s-a oprit la valori destul de mari ale reziduurilor.

Metoda propusă prezintă erori datorită suprafeței relativ mari a sondei Hall, considerarea

Tabela 4

Soluție exactă pentru cele 65 de inducții necunoscute ale rețelei dense

$x_{01} = 3\,202$	$x_{23} = 2\,477$	$x_{45} = 1\,297$
$x_{02} = 3\,111$	$x_{24} = 2\,478$	$x_{46} = 1\,287$
$x_{03} = 3\,088$	$x_{25} = 2\,485$	$x_{47} = 1\,280$
$x_{04} = 3\,081$	$x_{26} = 2\,506$	$x_{48} = 1\,274$
$x_{05} = 3\,080$	$x_{27} = 1\,797$	$x_{49} = 1\,268$
$x_{06} = 3\,079$	$x_{28} = 1\,846$	$x_{50} = 1\,258$
$x_{07} = 3\,077$	$x_{29} = 1\,863$	$x_{51} = 1\,238$
$x_{08} = 3\,066$	$x_{30} = 1\,871$	$x_{52} = 1\,194$
$x_{09} = 3\,061$	$s_{31} = 1\,876$	$x_{53} = 643$
$x_{10} = 3\,070$	$x_{32} = 1\,881$	$x_{54} = 654$
$x_{11} = 3\,091$	$x_{33} = 1\,887$	$x_{55} = 663$
$x_{12} = 3\,145$	$x_{34} = 1\,896$	$x_{56} = 670$
$x_{13} = 3\,260$	$x_{35} = 1\,915$	$x_{57} = 673$
$x_{14} = 2\,955$	$x_{36} = 1\,953$	$x_{58} = 678$
$x_{15} = 2\,711$	$x_{37} = 2\,024$	$x_{59} = 684$
$x_{16} = 2\,588$	$x_{38} = 2\,154$	$x_{60} = 691$
$x_{17} = 2\,527$	$x_{39} = 2\,398$	$x_{61} = 703$
$x_{18} = 2\,497$	$x_{40} = 1\,612$	$x_{62} = 716$
$x_{19} = 2\,485$	$x_{41} = 1\,486$	$x_{63} = 741$
$x_{20} = 2\,482$	$x_{42} = 1\,399$	$x_{64} = 779$
$x_{21} = 2\,480$	$x_{43} = 1\,346$	$x_{65} = 833$
$x_{22} = 2\,478$	$x_{44} = 1\,315$	

Tabela 3

90°	72°	54°	36°	30°	24°	18°	12°	6°	0° grad electr.	θ / δ (mm)
22,5°	18°	13,5°	9°	7,5°	6°	4,5°	3°	1,5°	0° grad geom.	
4270	4310	3900	3500	3440	3450	2870	1730	890	40	72,5
				-0,015% -76	-1,05% -16	-0,02% -9	-1,066% -8	-0,343% -28		
			3500	3290	2974	2410	1622	845	50	73,9
				-1,05% -40	-1,22% -1	-0,39% +10	-1,172% +7	-0,028% -10		
			3520	3170	2730	2165	1495	790	55	75,3
	+0,438% +67	+0,455% +69		-0,007% +25	-0,83% -30	-1,11% +10	-0,636% 0	-0,84% -20		
3810	3867	3723	3560	3100	2610	2035	1410	755	70	76,6
				-0,72% -15	-0,02% 0	-0,06% 0	-0,517% +10	-0,49% -20		
			3600	3085	2545	1965	1355	730	75	77,9
				-1,152% -19	-1,13% -25	-0,931% +15	-0,73% +5	-0,37% -15		
			3610	3080	2520	1925	1325	715	90	79,2
	+0,1311% +19	+0,385 +57		+0,008% -23	-0,74% -9	-1,113% -15	-0,202% -20	+0,03% 0		
3670	3692	3634	3640	3086	2505	1905	1310	700	80	80,4
				-0,34% +20	-1,04% -9	-1,12% -5	-1,022% +35	-0,772% -20		
			3680	3096	2500	1895	1290	695	80	81,6
				-0,86% -22	-0,425% 0	-1,25% +10	-0,627% -25	-0,53% -10		
			3680	3098	2495	1890	1295	690	75	82,8
	0,276% +40	0,2265% +41		-1,041% -26	-0,34% +1	-0,025% +9	-0,07% +5	0% -15		
3650	3616	3607	3680	3099	2492	1885	1285	685	70	83,9
				-0,727% -21	-0,43% +4	-0,335% 0	+0,67% -3	-0,71% -5		
			3680	3100	2490	1882	1280	680	75	85
				-0,731% -29	-0,39% +13	-0,365% +5	+0,46% +2	-0,037% -15		
			3680	3110	2490	1873	1270	675	70	86,1
	0,121% +14	0,112% +16		0,00792% -44	+0,06% +11	+0,637% +8	+1,11% -5	-0,038% -10		
3630	3555	3561	3670	3141	2500	1855	1250	665	70	87,1
				-1,18% -104	-0,197% -15	-0,22% +5	-0,167% -10	0% -25		
			3650	3240	2525	1805	1205	655	65	88,1
			3620	3540	2540	1640	1100	660	60	89,1
3450	3440	3450	3420							90,1

cîmpului plan-paralel, poziționării sondei Hall, precum și dimensiunilor finite ale pașilor rețelei.

În funcție de precizia dorită trebuie avut în vedere alegerea suprafeței sondei de măsură, care variază în limite largi, începînd cu 2,5 mm², [3].

Pentru a se evita sursa de erori datorită considerării cîmpului plan-paralel, trebuie să se măsoare componenta axială a inducției magnetice și după axa z, utilizînd în acest caz relația de calcul (5) în cazul coordonatelor rectangulare și (7) pentru cele cilindrice.

Evident că cu cît dimensiunea pașilor aleși este mai redusă, cu atît eroarea de calcul este mai mică. În calculul prin metoda relaxației se

procedează la utilizarea inițială a unei rețele mai grosolane și apoi a uneia mai fine.

În sfîrșit eroarea totală depinde de poziționarea sondei, deci de precizia dispozitivului alcătuit în acest scop (fig. 5).

Este de menționat că metoda mixtă propusă se poate aplica atît pentru determinarea cîmpurilor utile în întrefier, cît și a celor de dispersie, în întrefier sau la capetele de bobină.

5. Concluzii

În lucrare se propune o metodă mixtă, experimentală și de calcul numeric pentru determinarea cîmpului magnetic în întrefier. Pentru aceasta se măsoară cîmpul magnetic cu ajutorul unei sonde Hall pe un contur convenabil ales și prin metoda diferențelor finite, în varianta relaxației, se determină cîmpul magnetic în domeniul cuprins de contur. De asemenea, folosind un calculator digital se determină soluția exactă a două sisteme de ecuații cu opt, respectiv 65 de necunoscute.

Se dau indicații asupra utilizării metodei relaxației, atît în coordonate rectangulare, cît și cilindrice și se exemplifică metoda propusă, în cazul determinării cîmpului magnetic în întrefierul unei mașini de curent continuu de tip axial.

Rezultatele obținute din calcul prin metoda relaxației se compară cu cele obținute la calcalculator, eroarea maximă obținută fiind de 2%.

În final se reprezintă curbele cîmpului magnetic în întrefier obținut prin calcul la diverse nivele radiale.

ANEXĂ

Soluția numerică a ecuației Laplace utilizînd metoda diferențelor finite

Fiind dată o funcție de două variabile independente $\varphi = \varphi(x, y)$ care satisfac în domeniul ce interesează ecuația Laplace

$$\Delta\varphi(x, y) = 0, \qquad (A-1)$$

calculul soluției numerice în coordonate rectangulare este cunoscut [4].

Astfel ecuația (A—1), utilizînd metoda diferențelor finite în coordonate rectangulare, rețeaua de dreptunghiuri avînd pașii h_{1x}, h_{2x}, respectiv h_{1y}, h_{2y} (fig. 2), devine:

$$\frac{h_{2x}(\varphi_1 - \varphi_0) + h_{1x}(\varphi_3 - \varphi_0)}{h_{1x}h_{2x}(h_{1x} + h_{2x})} + \frac{h_{2y}(\varphi_4 - \varphi_0) + h_{1y}(\varphi_2 - \varphi_0)}{h_{1y}h_{2y}(h_{1y} + h_{2y})} = 0. \qquad (A-2, a)$$

În cazul rețelelor cu pași egali pe aceeași axă, această relație devine:

$$\frac{\varphi_1 - 2\varphi_0 + \varphi_3}{h_x^2} + \frac{\varphi_2 - 2\varphi_0 + \varphi_4}{h_y^2} = 0, \qquad (A-2, b)$$

iar în cazul cînd și pașii pe cele două axe sînt egali, se obține:

$$\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \varphi_4 - 4\varphi_0 = 0. \qquad (A-2, c)$$

În cazul în care se utilizează coordonate polare (φ, θ), ecuația Laplace capătă forma:

$$\Delta\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial\rho^2} + \frac{1}{\rho}\frac{\partial\varphi}{\partial\rho} + \frac{1}{\rho^2}\frac{\partial^2\varphi}{\partial\theta^2} = 0, \qquad (A-3, a)$$

sau utilizînd diferențe finite:

$$\varphi''_{\rho\rho} + \frac{1}{\rho}\varphi'_\rho + \frac{1}{\rho^2}\varphi''_{\theta\theta} = 0. \qquad (A-3, b)$$

În acest caz, avem de-a face cu ochiuri de formă trapez curbiliniu (fig. 7).

Calculînd diferențele finite de ordinul unu și doi similar cu cele din cazul coordonatelor rectangulare [4], se obține:

$$\varphi'_\rho = \frac{h_{1\rho}^2(\varphi_2 - \varphi_0) - h_{2\rho}^2(\varphi_4 - \varphi_0)}{h_{1\rho}h_{2\rho}(h_{1\rho} + h_{2\rho})}; \qquad (A-4)$$

$$\rho''_{\rho\rho} = 2\frac{h_{1\rho}(\rho_2 - \rho_0) + h_{2\rho}(\rho_4 - \rho_0)}{h_{1\rho}h_{2\rho}(h_{1\rho} + h_{2\rho})}; \qquad (A-5)$$

$$\rho''_{\theta\theta} = 2\frac{\Delta\theta_2(\varphi_1 - \varphi_0) + \Delta\theta_1(\varphi_3 - \varphi_0)}{\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)}. \qquad (A-6)$$

Cu acestea ecuația Laplace (A — 3, b) devine:

$$2\frac{h_{2\rho}(\varphi_4 - \varphi_0) + h_{1\rho}(\varphi_2 - \varphi_0)}{h_{1\rho}h_{2\rho}(h_{1\rho} + h_{2\rho})} + \frac{h_{1\rho}^2(\varphi_2 - \varphi_0) - h_{2\rho}^2(\varphi_4 - \varphi_0)}{\rho h_{1\rho}h_{2\rho}(h_{1\rho} + h_{2\rho})} + 2\frac{\Delta\theta_2(\varphi_1 - \varphi_0) + \Delta\theta_1(\varphi_3 - \varphi_0)}{\rho^2\Delta\theta_1\Delta\theta_2(\Delta\theta_1 + \Delta\theta_2)} = 0. \qquad (A-7, a)$$

Pentru cazul în care pașii pe fiecare din cele două variabile sînt egali, adică $h_{1\rho} = h_{2\rho} = h_\rho$ și $\Delta\theta_1 = \Delta\theta_2 = \Delta\theta$, relația se simplifică:

$$\frac{\varphi_2 - 2\varphi_0 + \varphi_4}{h_\rho^2} + \frac{\varphi_2 - \varphi_4}{2_\rho h_\rho} + \frac{\varphi_1 - 2\varphi_0 + \varphi_3}{\rho^2(\Delta\theta)^2} = 0 \qquad (A-7, b)$$

Impunînd în plus ca pașii pentru cele două variabile să fie egali între ei:

$$h_\rho = h_\theta = \rho\Delta\theta, \qquad (A-8)$$

se obține:

$$\rho_1 + \varphi_3 + \varphi_2\left(1 + \frac{\Delta\theta}{2}\right) + \varphi_4\left(1 - \frac{\Delta\theta}{2}\right) - 4\varphi_0 = 0 \qquad (A-9)$$

Bibliografie

[1] *Moon, P., Spencer, D. E.* Field theory for engineers. New Jersey, D. Van Nostrand Company. Inc. Princeton, 1961.

[2] *Vitkovitch, D.* Field analysis. Experimental and computational methods. New York, D. Van Nostrand Company Ltd., 1966.

[3] * * * Siemens-Rohren, Halbleiter, Bauelemente. Taschenbuch. 1967—1968.

[4] *Volinskii, B. A., Buhman, V. E.* Modeli dlia reșenia kraevîh zadaci (Modele pentru rezolvarea problemelor la limită). Moscova, GIFML, 1960.

Intrat în redacție la 19.III.1968

Proiectarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, plecînd de la caracteristicile de pornire impuse

Eugeniu Nicolescu * — București

CZ 621.313.333.2.045.13.001.2

Motoarele asincrone în scurtcircuit au căpătat largi utilizări, ele avînd ponderea cea mai mare în fabricația mașinilor electrice cu puteri pînă la 200—300 kW.

Pentru obținerea unor parametrii de pornire superiori (cuplu mare și curent mic de pornire) proiectanții și-au îndreptat atenția, în principal, asupra construcției rotorului, folosind pentru crestăturile rotorice forme foarte diferite. Pentru a ilustra această diversitate, în figura 1 sînt

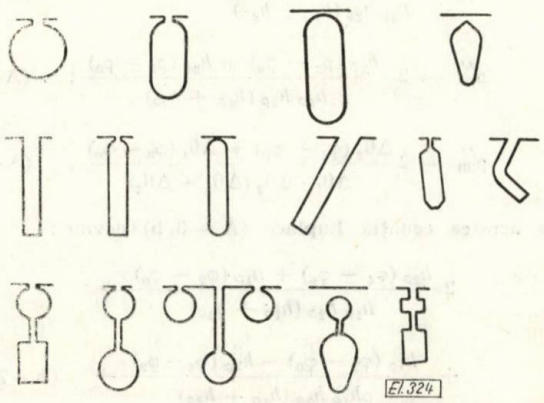


Fig. 1

date cîteva forme uzuale de crestături rotorice.

La alegerea formei crestăturii trebuie desigur avut în vedere și caracteristicile din regimul stabilizat de funcționare (de exemplu, factorul de putere, cuplul maxim), deoarece și acestea sînt influențate de construcția rotorului.

Datorită marelui număr de caracteristici impuse și toleranțelor strînse ale acestor caracteristici [1], proiectarea motoarelor asincrone în scurtcircuit este mai dificilă decît a altor tipuri de mașini electrice, cel puțin în gama mașinilor pînă la cîteva sute de kW.

Proiectarea devine deosebit de dificilă în cazul mașinilor speciale, cărora li se dau condiții grele de pornire (cupluri mari de pornire la curenți mici), cum sînt motoarele din instalațiile de ridicat și transportat (motoare pentru macarale, ascensoare, electropalane etc.).

Pentru asemenea motoare existența unor curenți mici de pornire este o necesitate pentru însăși dimensionarea economică a motorului. Aceasta face ca realizarea motoarelor asincrone cu curenți de pornire cît mai mici să rămînă actuală, chiar în condițiile în care rețelele suportă cu ușurință șocuri mari de curent.

* Ing. *E. Nicolescu* este constructor șef la Uzina de mașini electrice — București.

Într-adevăr să comparăm două motoare care funcționează în regim intermitent cu 120 conectări/h, avînd, de exemplu, durata activă relativă de funcționare $DA = 40\%$ și perioada de pornire de 2,5 s. Să presupunem că unul dintre motoare are curentul de pornire de șase ori curentul nominal ($I_p = 6\ I_n$), iar altul are curentul de pornire de patru ori curentul nominal ($I_p = 4\ I_n$). Ținînd seamă de faptul că pornirea se face prin conectarea motorului direct la rețea (fără folosirea unor comutatoare stea-triunghi sau a unor autotransformatoare) și că curentul se menține practic constant în aproape întreg procesul de pornire, rezultă pentru motorul al cărui curent de pornire este $6\ I_n$:

$$\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} i^2\,dt = 4\ I_n^2, \qquad (1)$$

iar pentru motorul al cărui curent de pornire este $4\ I_p$:

$$\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} i^2\,dt = 1{,}65\ I_n^2, \qquad (2)$$

unde τ este perioada unui ciclu de funcționare (în exemplul considerat $\tau = 30$ s).

Aceste valori ilustrează care este raportul energiilor consumate prin pierderi Joule în cele două motoare și deci cum trebuie ele dimensionate pentru a rezulta încălziri compatibile cu clasa de izolație în care motoarele sînt construite.

Rotoarele cu bară înaltă reprezintă soluția constructivă cea mai indicată pentru obținerea unor bune caracteristici de pornire ale motoarelor asincrone. Ea prezintă de regulă, față de soluția cu dublă colivie, avantajul unui factor de putere și un cuplu maxim mai mare; de asemenea are avantaje tehnologice legate de realizarea SDV-urilor și chiar a fabricației.

De la bun început trebuie însă precizat că posibilitățile motorului asincron cu bare înalte sînt limitate în ceea ce privește caracteristicile de pornire, dar printr-o proiectare corespunzătoare se pot obține valorile cele mai bune pentru aceste caracteristici. Este rațional ca proiectarea rotorului motorului asincron să se facă luînd ca bază caracteristicile de pornire pe care motorul trebuie să le asigure.

În literatură nu este tratată proiectarea motorului asincron în scurtcircuit cu bară înaltă plecîndu-se de la caracteristicile de pornire (2—7), sau se indică unele predimensionări cu ajutorul diagramei cercului predeterminată [8].

De aceea am găsit util a prezenta o metodică analitică completă de proiectare a rotorului motorului asincron în baza caracteristicilor de pornire impuse.

Notaţiile folosite sînt specificate la finele articolului, precizîndu-se acolo şi unităţile de măsură.

Asupra proiectării statorului nu se dau în acest articol indicaţii speciale, această parte a motorului proiectîndu-se după metodicele cunoscute din literatură.

Cuplul de pornire şi curentul de pornire se impun de regulă proiectantului cu valori raportate la cuplul nominal şi respectiv la curentul nominal. Cunoscînd valorile relative se calculează valorile absolute pentru curentul de pornire (I_p) şi cuplul de pornire (M_p).

Valoarea impedanţei de pornire, pe care motorul o are cînd alunecarea este egală cu unu, se calculează cu relaţia [9]:

$$Z_p = \frac{U_f(1 + \tau_{2p})}{I_p}, \qquad (3)$$

iar cea a rezistenţei rotorului, raportată la stator, în aceeaşi situaţie, cu relaţia [9]:

$$R'_{2p} = \frac{n_s Z_p^2 M_p}{0{,}973 \cdot m_1 U_f^2}. \qquad (4)$$

Este cunoscut faptul că mărirea rezistenţei, respectiv micşorarea reactanţei barei rotorice, ca urmare a refulării de curent ce are loc în procesul de pornire, se calculează cu ajutorul coeficientului [9]:

$$\xi = \frac{2\pi}{10} h_b \sqrt{\frac{b_b}{b_c} \frac{f}{\rho}} 10^{-5}. \qquad (5)$$

Motoarelor cărora li se cer condiţii grele de pornire au înălţimi ale barei coliviei, astfel încît rezultă $\xi \geqslant 2$ (aceasta înseamnă pentru colivii din cupru $h_b \geqslant 20{,}6$ mm, iar pentru cele turnate din aluminiu $h_b \geqslant 33{,}6$ mm). În această situaţie ($\xi \geqslant 2$) coeficientul de majorare a rezistenţei barei rotorului este:

$$k_r = \xi, \qquad (6)$$

iar cel de micşorare a reactanţei aceleiaşi bare este de:

$$k_x = \frac{1{,}5}{\xi}. \qquad (7)$$

Dacă se introduce valoarea coeficientului k_r în relaţia (8) care leagă rezistenţa de pornire de dimensiunile barei rotorice şi rezistenţa inelului raportată la bara rotorică:

$$R'_{2p} = K\left[k_r \rho \frac{l_b}{h_b b_b} \cdot 10^{-3} + R_i\right], \qquad (8)$$

rezultată din relaţiile (5) şi (6) după transformări:

$$R'_{2p} = K\left[2\pi \sqrt{\frac{f\rho}{10 b_b b_c}} l_b 10^{-6} + R_i\right]. \qquad (9)$$

Examinînd relaţia (9), se constată că înălţimea barei coliviei rotor (h_b) nu afectează valoarea rezistenţei rotorice în momentul pornirii, bineînţeles în condiţiile considerate ($\xi \geqslant 2$).

Aceasta este o concluzie deosebit de interesantă; ea ne arată că oricum am varia înălţimea barei, în condiţiile în care este satisfăcută inegalitatea $\xi \geqslant 2$, caracteristicile de pornire ale motorului rămîn neschimbate.

Rezultă că, în asemenea condiţii, la aceste motoare nu înălţimea barei determină caracteristicile de pornire, ci celelalte dimensiuni ale coliviei, aşa cum se va arăta în cele ce urmează. Este important de reţinut această concluzie, deoarece în foarte frecvente cazuri există imaginea că pentru realizarea caracteristicilor de pornire impuse, trebuie ca înălţimea barei să aibă o anumită valoare şi cu cît înălţimea barei este mai mare, cu atît respectivele caracteristici sînt mai bune, lucru neadeverit de cele rezultate din expunerea de mai înainte şi de cea care urmează.

Elementele asupra cărora proiectantul trebuie să acţioneze pentru ca rotorul să aibă rezistenţa necesară, rezultată din relaţia (4), sînt lăţimea barei coliviei b_b şi a crestăturii rotorice b_c.

Din relaţia (9) se poate determina produsul dintre lăţimea barei şi crestăturii rotorice:

$$b_b b_c = \frac{4\pi^2 K^2 f \rho l_b^2 10^{-13}}{(R'_{2p} - K R_i)^2}. \qquad (10)$$

În cazul coliviilor turnate, de exemplu, din aluminiu, deoarece $b_b = b_c$, rezultă relaţia:

$$b_c = \frac{2\pi K l_b 10^{-6}}{R'_{2p} - K R_i} \sqrt{\frac{f\rho}{10}}, \qquad (10')$$

cu ajutorul căreia se determină lăţimea pe care trebuie să o aibă crestătura rotorică şi implicit bara coliviei pentru ca motorul să satisfacă condiţiile de pornire.

La coliviile neturnate, pentru a fi posibilă introducerea barelor în crestătură după ce a fost realizat pachetul de tole rotoric, lăţimea barei trebuie să fie ceva mai mică decît a crestăturii, diferenţa respectivă fiind determinată de considerente constructive (de înălţimea barei şi grosimea ei depinde efortul pe care-l poate suporta bara pentru a fi introdusă în crestătură) şi tehnologice (micşorarea lăţimii crestăturii, ca urmare a împachetării tolelor; modul în care se face introducerea barelor prin batere, prin presare, radial sau axial). De regulă se ia $b_c - b_b = 0{,}2 \ldots 0{,}4$ mm.

Sînt însă situaţii în care pentru satisfacerea relaţiei (10) această diferenţă trebuie să fie mai

mare, pentru a rezulta o valoare a lățimii crestăturii rotorice compatibilă cu posibilitatea tehnologică de ștanțare (în prezent se pot ștanța crestături adînci cu lățime minimă de 1,75 mm, ținînd seamă de faptul că înălțimea acestor crestături este mai mare de 30 mm și că se utilizează pentru tole tablă silicioasă cu grosimea 0,5 mm).

Evident, prin mărirea lui b_c se impune micșorarea lățimii b_b a barei și implicit a jocului dintre acestea; după caz, în aceste situații trebuie să se ia măsuri speciale pentru fixarea barei în crestătură.

Alte relații, care servesc la determinarea dimensiunilor coliviei rotorice, sînt cele legate de calculul reactanței rotorice de scăpări raportată la stator. Relația (11) permite a determina ce valoare trebuie să aibă această reactanță, iar din relația (12) se pot determina dimensiunile pe care trebuie să le aibă ismul coliviei rotorice:

$$X'_{2p} = \frac{1}{1+\tau_1}\left[\sqrt{Z_p^2 - [R_1 + (1+\tau_1)\,R'_{2p}]^2} - X_1\right]; \quad (11)$$

$$X'_{2p} = 7{,}9 f l_b K \left[k_x \frac{h_b}{3\,b_c} + \frac{h_{ism}}{b_{ism}} + \lambda_{dif} + \lambda_f\right] 10^{-9}. \quad (12)$$

Permeanța corespunzătoare scăpărilor diferențiale se calculează, de exemplu, cu relația:

$$\lambda_{dif} = \frac{t_2}{11{,}9\,k_c \delta}, \quad (13)$$

iar cea corespunzătoare scăpărilor frontale cu relația:

$$\lambda_f = \frac{2{,}3\,D_{i.med}}{Z_2 l_b \left[2 \sin \frac{\pi_p}{Z_2}\right]^2} \log \frac{4{,}7 D_{i.med}}{a_i + 2\,b_i}. \quad (14)$$

Introducînd în relația (12) expresia lui k_x dedusă pe baza relațiilor (5) și (7) și ținînd seamă de relația (15):

$$K l_b \sqrt{\frac{f\rho}{10\,b_b\,b_c}}\, 10^{-6} = \frac{1}{2\pi}(R'_{2p} - K R_i); \quad (15)$$

după simplificările respective rezultă relația:

$$X'_{2p} = R'_{2p} - K R_i + 7{,}9 f l_b K \left(\frac{h_{ism}}{b_{ism}} + \lambda_{dif} + \lambda_f\right) 10^{-9}, \quad (16)$$

în care este necunoscut numai raportul $\frac{h_{ism}}{b_{ism}}$.

Dimensionînd inelul și calculînd rezistența R_i, conform metodelor cunoscute pentru motoarele în scurtcircuit, cu relația (17) se stabilesc dimensiunile pe care ismul crestăturii rotorice trebuie să le aibă:

$$\frac{h_{ism}}{b_{ism}} = \frac{X'_{2p} - R'_{2p} + K R_i}{7{,}9 f l_b K} 10^9 - (\lambda_{dif} + \lambda_f). \quad (17)$$

Este evident că soluția dată de relația (17) este posibil de realizat numai pentru valori pozitive ale permeanței ismului $\frac{h_{ism}}{b_{ism}} \geqslant 0$, deci trebuie ca:

$$X'_{2p} - R'_{2p} + K R_i \geqslant 7{,}9 f l_b K (\lambda_{dif} + \lambda_f)\, 10^{-9}. \quad (18)$$

În cazul în care inegalitatea (18) nu este satisfăcută se va încerca satisfacerea ei fie prin mărirea numărului de crestături rotorice Z_2, fie prin micșorarea numărului de spire W_1 ale statorului, putînd natural varia simultan, atît Z_2, cît și W_1.

Deoarece $K R_i$ are o valoare relativ mică, este evident că dacă $X'_{2p} < R'_{2p}$, inegalitatea (18) în nici un caz nu poate fi satisfăcută și trebuie reluată dimensionarea întregului motor.

Din cele arătate se constată că motorul asincron în scurtcircuit cu colivie rotorică cu bare înalte nu poate avea orice valori pentru caracteristicile de pornire (respectiv curentul de pornire și cuplul de pornire), inegalitatea (18) fiind cea care limitează această caracteristică.

În cele ce urmează se va prezenta modul în care această metodică s-a aplicat în proiectarea unui motor asincron trifazat de 15 kW, 1 000 rot/min destinat acționării ascensoarelor.

Datele nominale care interesează pentru calculul de mai sus sînt următoarele:

$U_f = 220$ V;
$I_n = 42$ A;
$M_n = 14{,}6$ kgm.

Condițiile de pornire impuse:

$I_p = 3{,}7\ I_n = 156$ A;
$M_p = 2{,}2\ M_n = 32$ kgm.

Se remarcă valoarea redusă a curentului de pornire față de cea a cuplului de pornire.

Din calculul statorului a rezultat:

$R_1 = 0{,}0969\ \Omega$;
$X_1 = 0{,}355\ \Omega$;
$K = 1\,810$;
$\tau_1 = 0{,}052$.

Colivia rotorică se execută cu bară de cupru, lungimea pachetului rotoric, respectiv lungimea barei, corelat cu lungimea pachetului statoric fiind:

$$l_b = 190 \text{ mm}.$$

Folosind metodica arătată, s-a obținut:

$$Z_p = \frac{220\,(1 + 0{,}052)}{156} = 1{,}48\ \Omega;$$

$$R'_{2p} = \frac{1\,000 \cdot 1{,}48^2 \cdot 32}{0{,}973 \cdot 3 \cdot 220^2} = 0{,}5\ \Omega;$$

$$b_b\,b_c = \frac{4\pi^2 \cdot 1\,810^2 \cdot 50^2 \cdot 0{,}0175 \cdot 190^2 \cdot 10^{-13}}{(0{,}5 - 1\,810 \cdot 1{,}04 \cdot 10^{-5})^2} = 1{,}75 \text{ mm}^2.$$

Conform celor precizate anterior s-a luat pentru lăţimea crestăturii valoarea minimă, şi anume :

$$b_c = 1{,}75 \text{ mm},$$

rezultînd pentru bară :

$$b_b = 1 \text{ mm}.$$

În continuare a rezultat aplicînd relaţia (11) :

$$X'_{2p} = \frac{1}{1 + 0{,}052}\left[\sqrt{1{,}48^2 - [0{,}0969 + (1 + 0{,}052)0{,}5]^2} - 0{,}355\right] = 0{,}84\ \Omega,$$

iar pe baza relaţiei (17), precizînd că $\lambda_{dif} = 0{,}941$, conform relaţiei (13) şi $\lambda_f = 0{,}46$, conform relaţiei (14), a rezultat :

$$\frac{h_{ism}}{b_{ism}} = \frac{0{,}84 - 0{,}5 + 1\,810 \cdot 1{,}04 \cdot 10^{-5}}{7{,}9 \cdot 50 \cdot 190 \cdot 1810} - (0{,}941 + 0{,}46) = 1{,}24.$$

Deoarece s-a ales pentru rotor o crestătură deschisă cu pereţii paraleli (pentru a se introduce bara rotorică radial), rezultă $b_{ism} = b_c = 1{,}75$ mm şi $h_{ism} = 1{,}24 \cdot 1{,}75 = 2{,}17$ mm.

Pentru a avea imaginea mai completă asupra dimensiunilor coliviei rotorice se precizează că la acest motor, din calculul regimului nominal, a rezultat că bara rotorică trebuie să aibă înălţimea 40 mm, ceea ce satisface condiţia $\xi \geqslant 2$.

Concluzii

1. Înălţimea barei rotorice nu are influenţă asupra caracteristicilor de pornire în condiţiile obişnuite, în care $\xi \geqslant 2$.

2. Lăţimea barei şi a crestăturii rotorice se dimensionează cu relaţiile (10) şi (10′) pe baza valorii rezistenţei rotorice, determinată cu relaţia (4), deci în baza valorilor impuse pentru caracteristicile de pornire.

3. Condiţiile de pornire influenţează, de asemenea, dimensiunile ismului crestăturii rotorice, dimensiunile acestui ism făcîndu-se cu ajutorul relaţiei (17).

4. Motorul asincron în scurtcircuit avînd colivia cu bare înalte are caracteristicile de pornire limitate (18).

Printr-o proiectare optimă a rotorului se poate face ca motorul asincron în scurtcircuit cu bare înalte să prezinte cele mai bune caracteristici de pornire pe care el le poate avea.

Notaţiile folosite

U_f — tensiunea de alimentare pe fază, V;
m_1 — numărul de faze statorice;
f — frecvenţa de alimentare, Hz;
$2p$ — numărul de poli;
n_s — turaţia sincronă, rot/min;
I_p — curentul de pornire statoric, A;
M_p — cuplul de pornire, kgm;
R_1 — rezistenţa pe fază a statorului, Ω;
R'_{2p} — rezistenţa rotorică la pornire, raportată la stator, Ω;
X_1 — reactanţa pe fază a statorului, Ω;
X'_{2p} — reactanţa rotorică la pornire, raportată la stator, Ω;
Z_p — impedanţa totală la pornire, Ω;
τ_1 — coeficientul de dispersie al statorului;
τ_2 — coeficientul de dispersie al rotorului;
h_b — înălţimea barei coliviei rotorice, mm;
b_b — lăţimea barei coliviei rotorice, mm;
l_b — lungimea barei coliviei rotorice, mm;
b_c — lăţimea crestăturii rotorice, mm;
h_{ism} — înălţimea ismului crestăturii rotorice, mm;
b_{ism} — lăţimea ismului crestăturii rotorice, mm;
a_i — înălţimea inelului de scurtcircuitare a coliviei rotorice, mm;
b_i — lăţimea inelului de scurtcircuitare a coliviei rotorice, mm;
$D_{i,med}$ — diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare a coliviei rotorice, mm;
ρ — rezistivitatea barei coliviei rotorice, $\Omega mm^2/m$;
k_r — coeficientul de majorare a rezistenţei barei rotorice în momentul pornirii;
k_x — coeficientul de reducere a reactanţei barei rotorice în momentul pornirii;
Z_2 — numărul de crestături rotorice;
K — coeficientul de raportare;
k_c — coeficientul lui Carter;
δ — mărirea întrefierului, mm.

Bibliografie

[1] * * * STAS 1893—65.
[2] *Gheorghiu, I. S.* Proiectarea maşinilor electrice de curent alternativ. Maşina sincronă. Bucureşti, Editura Inst. politehnic, 1952.
[3] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. IV. Bucureşti, Editura tehnică, 1960.
[4] *Bălă, C.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.
[5] *Postnikov, I. M.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti. Editura energetică de stat.
[6] *Klant, J.* Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1962.
[7] *Vinogradov* şi *Sergheev.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Editura energetică de stat, 1963.
[8] *Nürberg, W.* Die Asinchronmaschine. Berlin, Springer Verlag, 1963.
[9] *Liwschitz, M.* Die elektrischer Maschinen, Bd. III, Berlin, Editura Teubner, 1934.

Intrat în redacţie la 23.IV.1968

Studiul conductoarelor de bobinaj şi al lacurilor de impregnare pentru condiţii de climat deosebit

Kemény Rozalia * — Bucureşti

CZ 621.3.048.1 : 551.5

Comportarea produselor şi utilajelor care se utilizează în regiuni cu climat deosebit (tropical umed, tropical uscat), ridică probleme importante legate de verificarea acestora în condiţii specifice mediilor.

În legătură cu aceasta se pot menţiona următoarele aspecte : caracterizarea mediului de funcţionare prin definirea climatului ; identificarea materialelor de bază a produselor utilizate ; alegerea încercărilor accelerate — artificiale şi naturale — în funcţie de solicitările cunoscute ; necesitatea luării măsurilor de protecţie corespunzătoare, în urma studiului efectuat.

În cele ce urmează se prezintă următoarele produse, din sortimentul utilizat de industria construcţiei de maşini : conductoare de bobinaj emailate ; lacuri de impregnare.

Problemele legate de condiţiile speciale ale climatelor tropicale se caracterizează prin : comportarea produselor la temperaturi şi umidităţi ridicate, ca şi la acţiunea diferitelor microorganisme ; comportarea produselor la radiaţii solare.

Influenţa umidităţii relativ ridicate este citată în literatură în mod diferit. În literatura de specialitate se găsesc lucrări care studiază influenţa umidităţii asupra proprietăţilor electrice a materialelor organice în general [1].

În acest scop, cercetătorii americani au studiat variaţiile tensiunilor de străpungere a conductoarelor de bobinaj emailate, în funcţie de durata expunerii materialelor în condiţii de umiditate ridicată [2]. Se cunosc ca sisteme de izolaţie pentru încercări, machete-motorete [3], [4].

Normele germane prevăd compatibilitatea şi capacitatea de impregnare a lacurilor bobinelor dreptunghiulare, la care se determină rezistenţa de izolaţie prin cufundare în apă distilată [5]

Cîţiva cercetători din Cehoslovacia au studiat acţiunea umidităţii constantă şi periodică asupra dielectricilor [6].

În prezent sînt cunoscute studii teoretice de legătură între difuzia apei şi variaţia proprietăţilor electrice [7]. Încercările de laborator, în măsura posibilităţilor, sînt completate şi cu verificarea produselor în condiţii de climat natural [8], [9].

Materialele plastice (organice) sînt capabile de a reţine o cantitate de apă în masa lor. Distanţa dintre lanţurile macromoleculelor fiind mai mare decît diametrul eficace al moleculei de apă (2,9 Å), apa în acest caz poate pătrunde prin penetraţie fină şi apoi în interior se deplasează prin mişcarea browniană, ocupînd toate golurile dintre reţele. În cazul maselor plastice care se întăresc pe baza evaporării solventului, dacă rămîn fisuri sau canale fine, apa poate pătrunde pe baza capilarităţii.

Influenţa umidităţii apei asupra proprietăţilor electrice a materialelor, diferă după natura acestuia, fiind un fenomen complex şi destul de puţin tratat în literatura de specialitate.

Studiul de faţă se referă la două tipuri de materiale : conductoare de bobinaj emailate de diferite tipuri ; lacuri de impregnare în formă de peliculă aplicate pe folie de cupru, conform NID 880-64 [10].

Din conductoarele de bobinaj s-au pregătit epruvete în formă de bobine dreptunghiulare, utilizîndu-se un şablon cu dimensiunile 70 × × 70 mm. Conductoarele de bobinaj s-au aşezat în paralel (două fire), realizîndu-se 50 de spire.

S-au experimentat trei tipuri de bobine : bobine neimpregnate, nebandajate ; bobine impregnate, nebandajate ; bobine impregnate, bandajate. Bandajarea s-a făcut cu bandă de bumbac.

Din gama conductoarelor de bobinaj s-au ales următoarele : conductoare de cupru rotund tip ET (email tereftalic) ; conductoare de cupru rotund tip EU (email poliuretanic) ; conductoare de cupru rotund tip EP (email poliamidic) ; conductoare de cupru rotund izolate cu fire de sticlă şi acoperite cu lac poliesteric.

Din gama lacurilor de impregnare s-a ales : lacul de impregnare C-51 M (fost A.L.M.) ; lacul de impregnare C-52 ; lacul de impregnare 199 (import).

Încercările s-au făcut în laborator pentru verificarea produselor atît la umiditate ridicată, cît şi la temperaturi mai înalte, în vederea uscării prin următoarele condiţionări : mediu cald-umed (STAS 6745-63) ; condiţionarea în apă distilată (STAS 5690 la 25°C) ; etuvă cu ventilaţie forţată.

S-au urmărit următoarele caracteristici înainte şi după condiţionare, la diferite durate : rezistivitatea de volum ; rigiditatea dielectrică ; absorbţia de umiditate (U) ; absorbţia de apă (A) pentru lacuri şi rezistenţa de izolaţie ; tensiunea de străpungere pentru bobine dreptunghiulare.

Ca metode de încercare s-au folosit cele indicate în standardele româneşti (STAS 6107-64, 6247—64).

* *R. Kemény* este cercetător la Secţia de cercetare a calităţii produselor electrotehnice — I.C.P.E.

Variaţiile proprietăţilor electrice pot fi atribuite în mare măsură absorbţiei de apă sau umidităţii, după cum se poate vedea în tabelele 1, 3 şi 4.

Valoarea absorbţiei de apă este aproape egală cu acea pentru absorbţia de umiditate, cu excepţia lacului 199. La încercarea lacului 199, prima dată s-a găsit că valoarea A este foarte ridicată;

Tabela 1

Absorbţia de umiditate (U) şi absorbţia de apă (A) a lacurilor de impregnare în funcţie de durata condiţionării, %

Denumirea lacului	Durata de condiţionare U – cicluri; A – zile											
	3		7		14		21		28		56	
	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A
Lacul de impregnare C-51 M	0,70	0,45	1,04	1,00	1,32	1,10	1,37	1,10	1,40	1,10	1,40	1,10
Lacul de impregnare C-52 1	0,98	1,00	1,18	1,13	1,40	1,54	1,60	1,60	1,70	1,80	1,80	2,00
Lacul de impregnare C-52-2	0,81	0,80	0,90	1,00	1,06	1,07	1,30	1,14	1,50	1,80	1,80	2,00
Lacul de impregnare 199 (import) — I	0,50	1,20	1,05	3,50	1,40	12,0	1,70	—	1,90	—	2,20	—
Lacul de impregnare 199 (import) — II	0,50	1,00	0,80	2,50	1,00	3,10	1,40	—	1,40	—	1,80	—

Notaţii: *1* – grosimea peliculei 0,06 mm; *2* – grosimea peliculei 0,085 mm; *I* – tehnologia de uscare normală indicată; *II* – uscarea la 130–135°C, 8 ore.

Prin absorbţia de apă se înţelege cantitatea de apă reţinută de material în timpul imersiei în apă.

Prin absorbţia de umiditate se înţelege cantitatea de vapori de apă condensaţi şi reţinuţi de material în timpul condiţionării în mediu umed.

O privire generală asupra fenomenului de umezire a lacurilor de impregnare se poate obţine prin determinarea absorbţiei de apă şi umiditate. Lacurile de impregnare alese pentru studiu se întăresc în urma evaporării solventului şi polimerizării la cald. Din datele experimentale obţinute rezultă că umezirea are loc în timp, iar la faza de saturaţie (de echilibru), valoarea U este apropiată pentru cele trei lacuri de impregnare studiate; în cazul lacului C 52 nu s-au obţinut valori diferite în funcţie de grosime, în faza de saturaţie.

la repetarea încercărilor şi a verificărilor s-a găsit că temperatura de polimerizare trebuie să fie mai ridicată (circa 130—135°C), valoarea A rămînînd relativ mare. Din cele arătate reiese că absorbţia de umiditate şi de apă este diferită după condiţiile de polimerizare, obţinîndu-se $A = U$ numai în caz ideal, în faza de saturaţie.

Pentru explicarea valorilor diferite între A şi U la lacul C-51 M, probele solicitate anterior la 56 cicluri căldură umedă au fost uscate pe clorură de calciu. Uscarea s-a dovedit foarte lentă (4—5 zile), în funcţie de grosimea peliculei. Prin condiţionare la 60°C timp de 2 ore, uscarea este parţială. Prin uscare la 105°C, timp de o oră, greutatea probei scade în continuare. În tabela 2 s-au prezentat valorile U şi A, realizîndu-se periodic condiţionarea şi uscarea la 105°C, în paralel cu probe martor. Probele martor s-au ţinut fără umezire în etuvă în aceleaşi condiţii.

Tabela 2

Absorbţia de umiditate (U) şi absorbţia de apă (A) %, a lacurilor de impregnare C-51 M, determinată prin uscare ciclică

Denumirea tratamentului	Numărul ciclurilor zilelor													
	1		3		7		10		14		21		28	
	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A
Absorbţia alternantă cu uscare, 105°C, 1 h	1,2	1,0	1,7	1,7	1,7	1,8	1,8	2,0	1,8	2,2	2,0	2,7	2,2	3,4
Scăderea în greutate după umezire şi uscare	−0,5	−0,6	−0,7	−0,7	−0,6	−0,6	−0,6	−0,7	−0,8	−0,9	−1,0	−1,2	−1,1	−1,2
Scăderea în greutate după uscare, 105°C etalon	−0,5		−0,6		−0,5		−0,7		−0,9		−1,0		−1,1	

Se poate constata :

— absorbţia de umiditate este relativă, dacă este determinată prin cîntărire, după umezire ciclică şi raportată la greutatea iniţială ;

— prin uscare la 105°C, timp de o oră, alături de procesul de evaporare a umidităţii, intervine şi procesul de volatilizare a unor substanţe din produse, antrenarea fiind datorită umidităţii ;

— absorbţia de apă astfel determinată rezultă mai mare decît absorbţia de umiditate.

Paralel cu aceste determinări fizice s-au studiat rezistivitatea de volum şi tensiunea de străpungere a lacurilor.

Rezistivitatea de suprafaţă nu s-a dovedit a fi potrivită pentru urmărirea influenţei umidităţii, deoarece valoarea măsurată este în mare măsură influenţată de condiţiile de măsurare (durata măsurării).

Din tabela 3 reiese că rezistivitatea de volum R_v scade în timpul umezirii, mai pronunţat la început şi stabilindu-se apoi după un anumit interval. Valorile obţinute la determinări depind de grosime într-o măsură neglijabilă. După măsurările rezistivităţii de volum s-au observat diferenţe în comportarea la acţiunea căldurii umede a celor trei tipuri de lacuri de impregnare.

Lacul C-51 se comportă cel mai bine. Valorile mai mici ale rezistivităţii de volum pentru lacul C-52 după condiţionare în apă sînt în concordanţă cu valorile absorbţiei de apă mai mare.

În tabela 4 sînt prezentate rezultatele obţinute la determinarea rigidităţii dielectrice. Se remarcă

Tabela 3

Scăderea rezistivităţii de volum a lacurilor de impregnare în funcţie de durata condiţionării în mediu cald-umed (*U*) şi în apă (*A*) *

Denumirea materialului	Numărul ciclurilor, zilelor												Uscarea la 105°C, 1 oră
	0		3		7		14		21		56		
	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	
Lacul de impregnare C-51 M	1.16	1.16	1.15	6.15	7.14	3.15	3.14	1.14	1.14	1.14	1.14	1.14	1.16
Lacul de impregnare C-52 1	1,14	1.14	5.13	4.13	1.13	8.12	1.12	4.12	5.11	3.12	1.15	2.12	1.15
Lacul de impregnare C-52 2	1.14	1.14	4.13	4.13	7.12	8.12	1.12	4.12	6.11	2.12	4.11	2.12	1.14
Lacul de impregnare 199 (import) — 1	8.15	8.15	5.15	1.15	2.15	3.13	1.15	7.12	6.14	6.12	6.13	6.12	1.16
Lacul de impregare 199 (import) — II	3.16	1.16	1.15	1.15	6.14	1.14	1.14	1.14	1.14	1.14	4.13	1.14	1.16

* Pentru simplificarea notaţiei s-a indicat numai ordinul de mărime, adică 1 : 16 se va citi $1 \cdot 10^{16}$ Ω·cm ; simbolizarea este identică cu cea folosită la tabela 1.

Tabela 4

Variaţia rigidităţii dielectrice a lacurilor de impregnare în timpul umezirii (*U*) şi depozitării în apă (*A*), kV/mm

Denumirea lacului	Numărul ciclurilor, zilelor											
	0		3		7		14		21		56	
	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A	U	A
Lacul de impregnare C-51 M	65		55		41		35,4		30,2		25,7	
Lacul de impregnare C-52 I	60	60	40	26	36	20	24	15,7	20	15	20	14,7
Lacul de impregnare C-52 2	66	62	45	45	40	30	36	20	35	19	32	17
Lacul de impregnare 199 (import) — I	60		32		28		24		24		22	
Lacul de impregnare 199 (import) — II	100		60		50		43		43		40	

Simbolizarea este identică cu cea de la tabela 6.

o scădere a rigidității dielectrice în timpul umezirii, iar valorile obținute sînt diferențiate atît după tipul lacului, cît și după tratamentul aplicat la uscare-polimerizare. Lacul 199 comparativ cu lacul C-51, are valorile tensiunii de străpungere mai ridicate. La lacul C-52 se remarcă dependența tensiunii de străpungere de grosimea peliculei de lac și de tipul condiționării. Astfel, condiționarea prin imersie în apă este mai agresivă decît acțiunea mediului cald-umed.

Conductoarele de bobinaj izolate prin emailare, fabricate de F.C.M.E. au fost încercate sub formă de bobine dreptunghiulare, descrise anterior. Bandajarea cu bumbac s-a realizat prin suprapunere la jumătate. Condițiile de impregnare au fost aceleași ca la pelicule.

Rezultatele obținute la cele două tipuri de condiționări sînt prezentate în tabelele 5, 6 și 7, iar concluziile care se desprind sînt :

Rezistența de izolație. Se remarcă scăderea rezistenței de izolație pentru toate materialele

Tabela 5

Rezistența la izolație (Ω) a bobinelor dreptunghiulare condiționate în mediul cald-umed

Nr. crt.	Denumirea tipului	Numărul zilelor					
		0	3	7	14	28	56
1	ET (1,0) 0	6.12	2.12	3.11	2.10	2.10	2.10
2	ET (1,0) 1-A	3.10	2.10	1.10	4.9	4.9	4.9
3	ET (1,0) 2-A	2.10	5.9	1.8	8.6	4.6	3.6
4	ET (1,0) 1-V	1.11	6.10	6.10	6.10	6.9	6.9
5	ET (1,0) 2-V	2.11	2.10	6.9	5.9	4.8	3.8
6	EP (1,05) 0	4.10	1.10	5.7	1.7	1.7	1.7
7	EP (1,05) 1-A	2.9	1.8	2.7	5.6	3.6	1.6
8	EP (1,05) 2-A	2.9	3.6	8.5	6.5	6.5	5.5
9	ET (0,75) 1-C	4.10	2.10	5.9	6.8	1.8	2.7
10	ET (0,75) 2-C	5.10	8.9	7.8	1.8	2.7	3.6
11	ETS (1,1) 1-C	2.10	2.7	6.6	4.6	1.6	1.5
12	ETS (1,1) 2-C	1.10	7.8	5.7	5.6	2.5	1.5
13	EU (0,75) 1-C	2.10	1.10	3.8	6.9	1.6	6.5
14	EU (0,75) 2-C	6.10	3.8	8.7	2.7	1.7	1.6

Simbolizarea este identică cu cea de la tabela 6.

Tabela 6

Rezistența de izolație (Ω) a bobinelor dreptunghiulare depozitate în apă

Nr. crt.	Denumirea tipului	Numărul zilelor			
		0	1	3	7
1	ET (0,75) 1-C	4.10	2.10	1.7	1.5
2	ET (0,75) 2-C	5.10	1.10	5.9	1.5
3	EU (0,75) 1-C	3.10	1.7	2.6	1.6
4	EU (0,75) 2-C	5.10	1.6	1.6	1.5
5	ETS (1,1) 1-C	2.10	2.5	1.5	2.7
6	ETS (1,1) 2-C	2.10	6.5	1.5	2.7

Notații : *ET* – conductor de bobinaj emailat tereftalic; *EU* – conductor de bobinaj emailat poliuretanic; *EP* – conductor de bobinaj emailat poliamidic; *ETS* – conductor de bobinaj emailat, tereftalic și izolat cu fire de stilcă; *0* – bobine nebandajate, neimpregnate; *1* – bobine impregnate, nebandajate; *2* – bobine bandajate și impregnate; *A* – lac de impregnare C-51 M; *V* – lac de impregnare 199; *C* – lac de impregnare C-52.

Valorile din paranteze reprezintă diametrul nominal al conductorului.

Tabela 7

Tensiunea de străpungere a bobinelor dreptunghiulare, condiționate în mediu cald-umed, V

Denumirea tipului	Numărul ciclurilor					Uscare, 24 ore
	0	7	14	28	56	
ET (1,0) 0	1 500	1 400	1 350	1 300	800	960
ET (1,0) 1-A	3 500	2 900	2 500	2 200	1 350	1 900
ET (1,0) 2-A	2 660	1 850	1 700	1 550	1 350	1 900
ET (1,0) 1-V	3 400	2 600	2 000	1 800	1 700	1 900
ET (1,0) 2-V	2 030	1 850	1 800	1 700	1 350	1 800
EP (1,05) 0	1 500	1 500	1 400	1 300	700	820
EP (1,05) 1-A	2 600	1 400	1 300	1 230	1 200	1 400
EP (1,05) 2-A	3 230	1 550	1 400	1 200	1 150	1 600

Simbolizarea este identică cu cea de la tabela 6.

ițudiate, mai accentuat pînă la 14 cicluri, urmînd n continuare o scădere mai lentă. Evaluarea rezultatelor obținute la determinarea rezistenței de izolație permit o calificare a conductoarelor de bobinaj din punctul de vedere al rezistenței la umiditate; impregnarea conductoarelor de bobinaj emailate studiate conduce la scăderea rezistenței de izolație. Bandajarea cu bandă de bumbac sau de sticlă este defavorabilă pentru rezistența de izolație, ceea ce se poate explica prin aceea că umiditatea din bandă acționează mai direct asupra lacului și emailului decît umiditatea aerului, care poate să se evaporeze mai repede, fiind legată pe suprafață în mod superficial.

Tensiunea de străpungere. Considerînd acest parametru, concluziile sînt opuse celor arătate anterior pentru rezistența de izolație. În cazul bobinelor impregnate se ating valori mai mari pentru tensiunea de străpungere, fiind evidențiat rolul impregnării. Procesele care se produc prin condiționare la acțiunea căldurii umede nu sînt reversibile, după rezultatele obținute prin uscare la 105°C a bobinelor dreptunghiulare.

Concluzii generale și recomandări. Pentru aprecierea utilizării lacurilor de impregnare în regiunile tropicale umede trebuie avută în vedere comportarea lor în ansamblu. Lacul de impregnare de calitate superioară nu duce la îmbunătățirea calității conductorului de bobinaj din punctul de vedere al rezistenței la umiditate, avînd drept rezultat doar întîrzierea degradării. La realizarea produselor trebuie alese materiale pe baza încercărilor cît mai complexe și multilaterale, fiind insuficientă verificarea unui singur parametru caracteristic.

Rezistența de izolație a bobinelor dreptunghiulare poate constitui un parametru pentru diametrul nominal al conductorului și grosimea de izolație. În afara rezistenței de izolație este necesară cunoașterea tensiunii de străpungere, care trebuie să se încadreze în anumite limite, dependente de caracteristicile condiționării. Se propune ca lacurile pentru utilizarea în climat

tropical să corespundă prescripţiilor normelor în vigoare, precizîndu-se următoarele :

— absorbţia de apă să nu fie mai mare de 1,5% după 7 zile de condiţionare în apă distilată sau 56 cicluri cald-umed ;

— rezistivitatea de volum să nu scadă sub $10^{12}\Omega \cdot cm$ după nici un tip de condiţionare ;

— tensiunea de străpungere raportată la grosimea medie să nu scadă sub 50% faţă de valoarea determinată iniţial (după condiţionările indicate) ;

— să reziste la microorganisme [11].

Rezistenţa de izolaţie a bobinelor dreptunghiulare impregnate (din conductoare de ⦰1 mm) să fie minimum 15 MΩ după depozitare în apă 4 zile sau 56 cicluri cald-umed. Tensiunea de străpungere a acestora să nu fie mai mică de 50% faţă de valoarea iniţială, după 56 cicluri cald-umed.

Pentru stabilirea compatibilităţii între lacul de impregnare şi de emailare, trebuie să se ţină seamă de următoarele : bobinele dreptunghiulare impregnate (din conductoare de bobinaj de ∅ 1 mm emailat simplu) trebuie să prezinte o rezistenţă de izolaţie mai mare sau cel puţin egală cu rezistenţa de izolaţie a bobinelor neimpregnate.

Studierea unui material individual este doar o indicaţie pentru comportarea lui într-un sistem complex, căci în acest caz există o influenţă reciprocă între componentele sistemului. De aici rezultă necesitatea realizării unor machete pentru urmărirea interdependenţei componentelor acestora.

În afară de cele prezentate, trebuie avute în vedere următoarele :

a) eficacitatea utilizării epruvetelor torsade pentru verificarea rezistenţei la medii agresive ale conductoarelor de bobinaj emailate ;

b) verificarea scăderii elasticităţii emailului ;

c) verificarea comportării acestor produse în climat natural ;

d) elaborarea unor lacuri de impregnare mai compatibile cu emailul tereftalic (ET) ;

e) elaborarea unor materiale adecvate pentru bandajarea bobinelor.

Bibliografie

[1] *Richtera, M.* şi *Bartakova, B.* Tropicalizarea echipamentului electric (Tropikalizaţia elektroburdevanie). Moscova, Gosenergoizdat, 1962, p. 76—105.

[2] *Lewin, E.* şi *Kass, R.* Moisture rezistance of various magnet wires as messured by dielectric strength. În : Nat. Conf. Applic. Electr. Insulation, 2-nd annual 1959, Washington DGSI, p. 96—99.

[3] Publication CEI, nr. 172. Test procedure for the evaluation of the thermal endurance of enamelled wire by the lowering of the electric strenght betwin twisted wires.

[4] *Miszlivetz, J.* Klimaeinfluss auf Isolationssysteme elektrischer Maschinen. În : Klimaschutz, vol. 4, nr. 4, 1965, p. 99—108.

[5] VDE 0360, Teil I/7.1964. Bestimmungten für Isolierlacke und Isolierharze der Elektrotechnik.

[6] *Richtera, M.* Compararea acţiunii periodice şi constante a mediului umed asupra dielectricilor. În : Slaboproudy Obzor, nr. 10, 1961, p. 588—590.

[7] *Failou, Héron, Dubois, P.* Incidence de la diffusion de l'eau dans les materiaux izolants solides sur certains de leurs caracteristique. În : Revue General de l'Électricité, nr. 5, 1962, p. 249—252.

[8] *Baev, Maslov, Orjahovski.* Alegerea raţională a regimurilor de încercări pentru rezistenţa la umiditate a pieselor destinate în climat tropical. În : Vestnik Electropromîşlennost, nr. 9, 1959.

[9] *Asztafjev, A. W.* Influenţa climei asupra aparatajelor de telecomunicaţii (A klima hatàsa hiradástechnikai keszülekekre). Budapesta, 1962.

[10] *N. I. D.* nr. 880. Lacuri electroizolante. Metode de încercare.

[11] *Kemény, R.* şi *Piliş, I.* Rezultatele încercărilor climatice asupra materialelor electroizolante. Lucrare I.C.P.E. 1964, a patra sesiune de Comunicări ştiinţifice, p. 172.

Intrat în redacţie la 12.II.1968

Criteriul de selectivitate la siguranțele de joasă tensiune

Mihail Pesici* — București

CZ 621.316-926.2/3.027.25

Creșterea continuă a instalațiilor electrice și implicit a puterilor instalate necesită dispozitive de protecție adecvate contra suprasarcinilor sau scurtcircuitelor. În general, întreruptoarele automate nu pot întrerupe întotdeauna cele mai ridicate valori de curent de scurtcircuit și, ceea ce este mai important, nu pot limita aceste valori care se pot manifesta în circuitul în care sînt instalate. În astfel de cazuri se folosesc întreruptoare automate combinate cu siguranțe cu mare capacitate de rupere care pot garanta protecția împotriva scurtcircuitelor printr-o întrerupere selectivă. Siguranța fuzibilă constituie un dispozitiv de protecție simplu și economic [2], [3], [6], [10].

Datorită acestor calități, între altele, siguranțele fuzibile se dezvoltă paralel cu întreruptoarele automate și se constată, din literatura de specialitate, eforturile constante ce se fac pentru a lărgi domeniul lor de utilizare fie prin creșterea capacității de rupere și a curentului nominal, fie prin afinarea calității de selectivitate [3], [6], [9], [10]. Ca urmare, creșterea utilizării siguranțelor cu mare capacitate de rupere a impus în ultimii ani un interes crescînd în cunoașterea funcționării mai precise a acestora. În lumina experienței au apărut alte cunoștințe care confirmă unele supoziții anterioare și permit extinderea unei folosiri raționale a siguranței. În prezent se pune problema să se definească posibilitatea și limitele unei siguranțe de joasă tensiune cu mare capacitate de rupere privind protecția selectivă. Selectivitatea poate fi definită ca o proprietate a siguranței de a întrerupe circuitul, fără a afecta în vre-un fel sursa de alimentare sau restul circuitului aflat în amonte.

Îndeplinirea selectivității, într-o situație dată, este condiționată de considerarea unor aspecte constructive ale elementului fuzibil și a evoluției curentului de scurtcircuit în sistemul energetic [4], [7], [8].

Funcționarea siguranței

În unele sisteme de selectivitate, predominante, se consideră relația dintre valorile date de caracteristica timp de topire/curent. În general raportul de valori folosit pentru două siguranțe montate în serie este de 2 : 1 sau mai mare.

În realitate însă o siguranță cu mare capacitate de rupere poate oferi un grad mai mare de selectivitate sub unele condiții. Pentru a putea efectua o alegere corectă utilizînd un grad mai mare de selectivitate este necesară o cunoaștere aprofundată a condițiilor circuitului și a caracteristicilor siguranței.

În timpul funcționării elementul fuzibil absoarbe energie din circuit și se încălzește pînă la topire, se vaporizează, dispersîndu-se în mediul de stingere [1], [4], [8].

Această acțiune este urmată de producerea unui arc electric, a cărui rezistență crește, reducînd progresiv curentul pînă la zero. Ambele operații sînt cunoscute sub denumirile de durată de prearc și durată de arc. La un scurtcircuit puternic, procesul de topire al elementului fuzibil are loc într-un timp foarte scurt și, în general, se admite că transmiterea căldurii către mediul înconjurător poate fi neglijată.

Cantitatea de energie, care se transformă în căldură pentru funcționarea siguranței, este proporțională cu pătratul curentului i și cu timpul t pe durata funcționării.

Expresia generală pentru $i^2\mathrm{d}t$, cu i variind cu timpul este $\int i^2\mathrm{d}t$ [4], [8].

În perioada de prearc, în care topirea elementului fuzibil este adiabatică, energia absorbită este constantă pentru valori mari ale curentului de scurtcircuit. Perioada de arc care urmează după vaporizarea elementului fuzibil este condiționată de energia disipată în arc. Această energie are două componente, una care derivă din energia inductivă, înmagazinată în circuit și cealaltă provenită direct din sursa de alimentare. Prima, energia înmagazinată, $\frac{1}{2} Li^2$ este o funcție a inductanței circuitului și a curentului întrerupt (limitat). A doua este o funcție a tensiunii care se manifestă în perioada de arc. Energia ambelor surse trebuie să se disipe sub formă de căldură în arc.

Constantele circuitului, ca și caracteristicile constructive ale elementului fuzibil însăși au o mare influență asupra energiei arcului. Determinarea acceptabilă a energiei arcului apare deci ca o problemă relativ complicată.

Determinarea secțiunii minime

Pentru un element fuzibil dat, cantitatea de energie pentru perioada de prearc, în funcționarea siguranței, este constantă. După cum se cunoaște această perioadă cuprinde procesele de încălzire, topire și vaporizare, iar energia necesară este determinată de expresia [4], [8]:

$$\int_0^t i^2\,\mathrm{d}t = A^2 K, \qquad (1$$

* Ing. *M. Pesici* este șef de laborator la I.C.P.E.

în care K reprezintă constanta de topire a metalului elementului fuzibil (pentru Ag, $K = 8 \cdot 10^8 \cdot \frac{A^2}{cm^4} \cdot s$), [8].

A reprezintă secțiunea minimă a elementului fuzibil. Cu ajutorul relației (1) este deci posibil, cunoscînd variația curentului $i = f(t)$, să se determine timpul de prearc. Uzual, pentru simplificare, se folosește expresia :

$$\int_0^t j^2 t = K \qquad (1a,)$$

j^2 reprezentînd pătratul densității de curent.

Reluînd relația (1) se constată că pentru a determina timpul de topire (prearc), este necesar să se cunoască valoarea integralei $\int i^2 dt$.

În condițiile de încălzire arătate, integrala pătratului curentului în raport cu timpul, depinde de forma curbei curentului de scurtcircuit. În curent alternativ, în regim tranzitoriu, curentul de scurtcircuit este dat, în cazul sursei de alimentare îndepărtate [4] de relația cunoscută :

$$i = i_m [\sin(\omega t - \alpha) + e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\alpha], \qquad (2)$$

în care $\alpha = \varphi - \psi$, ψ fiind momentul scurtcircuitului după trecerea tensiunii prin zero.

Efectuînd integrarea expresiei $\int_0^t i^2 dt$ se obține :

$$\int_0^t i^2 dt = I^2 t = i_m^2 \left\{ \frac{t}{2} + \frac{2\sin^2\alpha - 1}{4\omega} \sin 2\omega t - \right.$$

$$- \frac{\sin 2\alpha}{4\omega}(1 - \cos 2\omega t) -$$

$$- \frac{\sin 2\alpha}{\frac{1}{\tau^2} + \omega^2} \left[\left(\frac{1}{\tau} \sin\omega t + \omega \cos\omega t \right) e^{-\frac{t}{\tau}} - \omega \right] -$$

$$- \frac{2\sin^2\alpha}{\frac{1}{\tau^2} + \omega^2} \left[\frac{1}{\tau} + \left(\omega \sin\omega t - \frac{1}{\tau} \cos\omega t \right) e^{-\frac{t}{\tau}} \right] +$$

$$\left. + \frac{\tau}{2}(1 - e^{-\frac{2t}{\tau}}) \sin^2\alpha \right\}. \qquad (3)$$

Secțiunea minimă a elementului fuzibil poate fi determinată cu ajutorul acestei relații. Întrucît însă caracteristicile timp/curent uzuale de funcționare, cuprind în abscisă pentru curent valoarea eficace a componentei periodice (deci cazul curentului de scurtcircuit simetric), rezultă că trebuie considerat momentul producerii scurtcircuitului cînd $\psi = \varphi$, adică $\alpha = 0$. În această situație integrala (3) devine :

$$\int_0^t i^2 dt = i_m^2 \int_0^t \sin^2\omega t\, dt = i_m^2 \left(\frac{t}{2} - \frac{\sin 2\omega t}{4\omega} \right). \qquad (4)$$

Pentru timpi de topire de ordinul 3—5 ms termenul al doilea poate fi dezvoltat în serie de puteri pînă la puterea a 3-a. Înlocuind pentru simplificare curentul cu densitatea de curent, se obține relația simplificată :

$$\int_0^t j^2 dt = j_m^2 \frac{\omega^2 t^3}{3}$$

și aplicînd relația (1a), se obține :

$$K = j_m^2 \frac{\omega^2 t^3}{3},$$

din care se deduce densitatea de curent j_m pentru timpul de prearc t :

$$j_m = \sqrt{\frac{3K}{\omega^2 t^3}}.$$

Desigur că alegerea timpilor de topire (prearc) pentru o familie de siguranțe fuzibile este condiționată de gradul de selectivitate și implicit de criteriul de selectivitate, propus. Însă pentru a obține o protecție rațională într-un circuit, este necesar să se cunoască valoarea curentului de scurtcircuit și gradul de limitare pe care siguranța fuzibilă trebuie să-l îndeplinească. Reiese deci că alegerea timpului de topire trebuie bazată pe aceste considerente.

Criteriul $I^2 t$

După cum s-a menționat, în general, caracteristicile uzuale de funcționare timp/curent se referă la timpii de topire pentru curenți de scurtcircuit simetrici [11]. Uneori, caracteristica de funcționare cuprinde și curba timp total/curent.

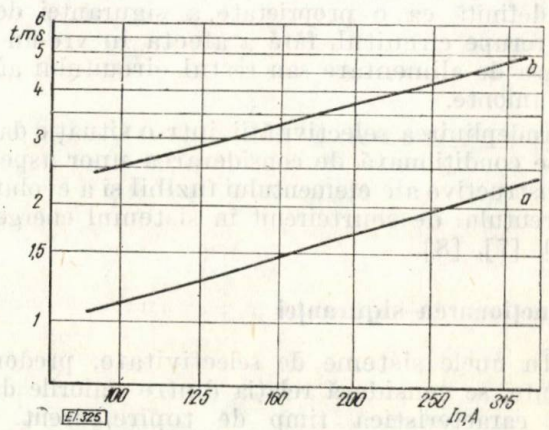


Fig. 1. Caracteristicile timp de prearc (a) și timp total (b) pentru seria de siguranțe rapide de 100—315 A, 500 V,50 Hz la un curent simetric de scurtcircuit de 21,5 kA_{ef}.

Alegerea pentru obținerea unei funcționări selective între două siguranțe montate în același circuit se face, uzual, pe baza comparațiilor timpilor de topire (prearc, fig. 1) sau a timpului de topire și a timpului total de funcționare.

Totuşi acest criteriu nu reflectă fidel procesul termic care se produce în ambele siguranţe. În figura 2 se dă un exemplu pentru trei situaţii posibile în funcţionarea unor siguranţe la scurtcircuite puternice. Se poate constata că atît timpii de topire (prearc), cît şi timpii de arc sînt identici pentru aceste siguranţe, diferită fiind numai variaţia curentului în perioada arcului. Aceasta poate surveni la elemente fuzibile diferite ca tip constructiv. De remarcat, că variaţia lui $i^2 = f(t)$ este mult mai pronunţată.

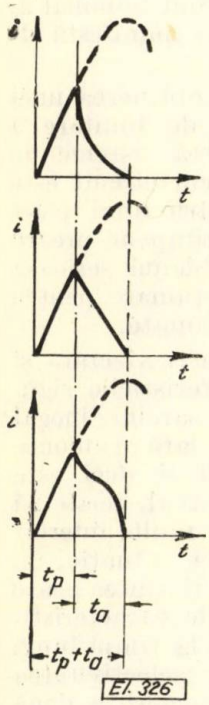


Fig. 2. Oscilogramele de funcţionare a trei siguranţe, cu acelaşi timp de prearc şi arc. Se observă însă, variaţia diferită a curentului în perioada arcului.

Apare deci necesitatea comparării unor valori care să reflecte procesul termic în ambele siguranţe montate în circuit. Cantitatea de energie care se transformă în căldură pe durata funcţionării unei siguranţe poate fi considerată ca un criteriu de selectivitate, întrucît într-un circuit, în care sînt montate diferite siguranţe în serie, trece acelaşi curent în acelaşi timp. Cantitatea de energie care se transformă în căldură, adică valoarea integralei $\int i^2 dt$, fie pentru perioada de prearc, fie pentru aceea de arc, fie pentru suma lor, poate fi obţinută din oscilogramele rezultate din încercări. Evident că valoarea acestei integrale pentru durata prearc poate fi determinată şi analitic în raport cu variaţia curentului în timp, aplicînd relaţia (3) sau (4).

Această durată, care are un rol foarte important în procesul de funcţionare a elementului fuzibil, reprezintă încălzirea şi topirea lui.

Topirea unui element fuzibil nu este reversibilă. Chiar dacă procesul de topire este întrerupt, elementul nu mai poate fi restabilit în forma sa anterioară şi nu mai poate avea caracteristicile unui conductor stabil. Rezultă deci că, pentru a obţine o selectivitate corectă între două siguranţe fuzibile montate în acelaşi circuit, este necesar ca valoarea integralei $\int i^2 dt$ pentru funcţionarea siguranţei inferioare, să fie mai mică decît aceea necesară duratei de prearc a siguranţei superioare. De fapt, trebuie să fie o diferenţă suficientă între aceste două valori, astfel ca elementul fuzibil al siguranţei superioare să nu fie afectat de cantitatea $\int i^2 dt$ necesară funcţionării siguranţei inferioare.

Pentru a exemplifica aceasta, se arată în figura 3, valorile integralei $\int i^2 dt$ pentru procesele de prearc şi total (de funcţionare) ale unei serii de siguranţe rapide de 100 — 315 A rezultate din încercări, la un curent de scurtcircuit simetric de 21,5 kA_{ef}. Se precizează că valorile pentru perioada de prearc au fost calculate folosind relaţia (4). După cum reiese din tabela 1 valorile rezultate din încercări sînt comparabile cu cele calculate. Valorile perioadei de arc au fost determinate din oscilogramele rezultate din încercări.

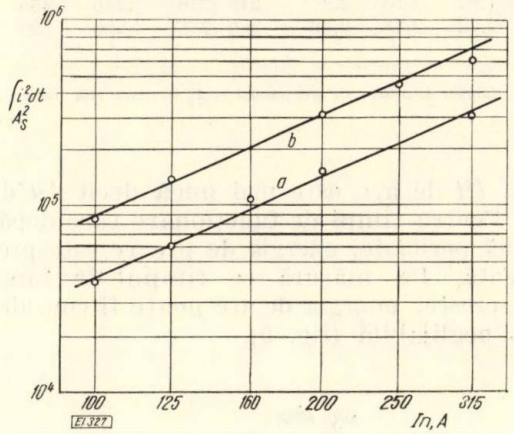


Fig. 3. Caracteristicile $\int i^2 dt$ prearc (*a*) şi total (*b*) pentru seria de siguranţe rapide de 100—315 A, 500 V,50 Hz la un curent simetric de scurtcircuit de 21,5 kA_{ef}.

Din examinarea diagramelor din figurile 3 şi 4 se constată că pentru această serie de siguranţe s-a obţinut o selectivitate acceptabilă

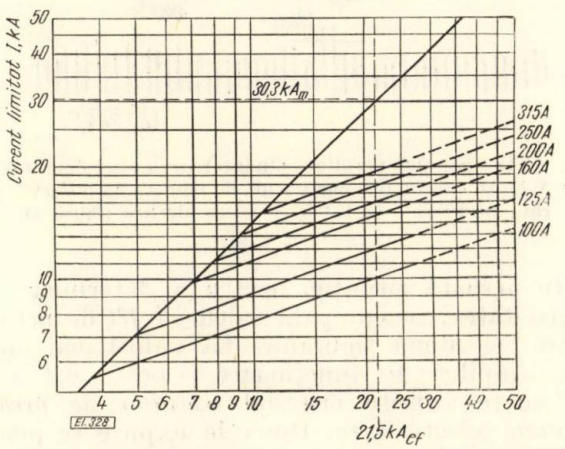


Fig. 4. Caracteristica de limitare pentru siguranţele de 100—315 A pentru curent de scurtcircuit simetric.

pentru un raport de curenţi nominali de 2 : 1, precum şi un grad de limitare important faţă de curentul de amplitudine de 30,3 kA_m.

Se constată că pentru o siguranţă fuzibilă cu o funcţionare acceptabilă, I^2t pentru perioada de arc este în general egală cu aceea a perioadei de prearc. La curenţi de scurtcircuit de valori

Tabela 1

Siguranţa I_n, A	Scurtcircuit simetric I_{max} = 30,3 kA						
	timp de prearc $\times 10^{-3}$ s		timp de arc $\times 10^{-2}$ s măsurat	A_s^2 de prearc $\times 10^3$		A_s^2 de arc $\times 10^3$ măsurat	A_s^2 total $\times 10^3$
	calculat	măsurat		calculat	măsurat		
100	1,08	1,31	1,5	39	46,5	46,5	85,5
125	1,29	1,5	1,5	63	73	78,2	141,2
160	1,61	1,32	(3,05)	125	112	(254)	(379)
200	1,74	2,2	2	152	167	156	308
250	1,97	2,16	2,4	215	216	240	455
315	2,22	2,48	2,56	300	286	295	595

Valorile timpilor de prearc, de arc, precum şi A_s^2 obţinute din calcul şi din încercări.

scăzute, I^2t de arc este mai mică decît I^2t de prearc. Pentru timpi de funcţionare care depăşesc două perioade, energia de prearc este preponderentă. Pe măsură ce timpul de funcţionare creşte, energia de arc poate fi considerată ca neglijabilă (fig. 5).

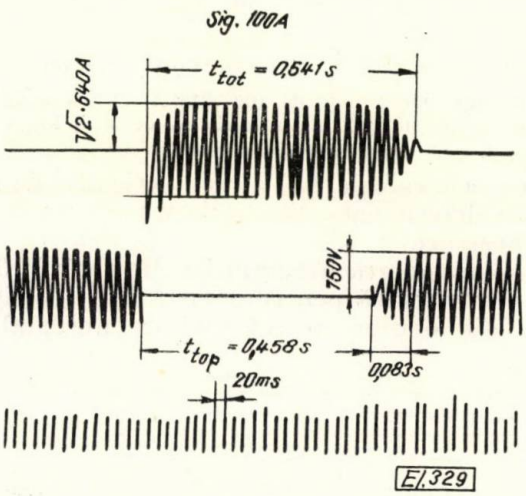


Fig. 5. Oscilograma rezultată din încercarea unei siguranţe de 100 A la un curent de scurtcircuit de 640 A, Se observă durata de prearc (0,458 s) şi aceea de arc (0,083 s).

În această situaţie, pentru a determina selectivitatea, se compară valoarea I^2t de prearc între cele două siguranţe. La valori mai mari ale timpilor de funcţionare — peste 0,4 s — se poate admite criteriul *timpilor de prearc* pentru selectivitate. Din cele expuse se poate deduce că determinarea selectivităţii unui grup de siguranţe, din caracteristicile de funcţionare uzuale timp de topire/curent, nu poate fi asigurată pe întregul traseu al caracteristicii. Nu trebuie, de asemenea, neglijat faptul că o caracteristică de funcţionare timp de topire/curent se compune din două sau chiar trei porţiuni ale căror joncţiuni reale nu corespund formei caracteristicii prezentate. Rezultatele încercărilor arată o creştere rapidă a cantităţii de energie necesară topirii elementului fuzibil la curenţi de scurtcircuit cu valori scăzute. Se constată că cedarea de căldură către mediul de stingere este apreciabilă. Ca urmare a cedării unei părţi de căldură produse de elementul fuzibil, timpul de topire creşte. De remarcat că în raport cu valoarea curentului nominal al siguranţei, cedarea de căldură se manifestă de la 20—30 I_n.

O cauză care poate influenţa obţinerea unei selectivităţi dorite este gradul de limitare a curentului de scurtcircuit. Există sisteme de distribuţie în care puterea de scurtcircuit este relativ redusă. Condiţia asigurării unui efect de limitare ridicat, impune un timp de prearc redus, ceea ce constituie o problemă serioasă în rezolvarea condiţiilor de funcţionare pentru siguranţe cu valori de curent eşalonate.

Selectivitatea siguranţei poate fi afectată şi de alţi factori diferiţi de caracteristicile siguranţei. Astfel, în cazul unor sarcini inegal repartizate, în timp ce siguranţa aflată în amonte funcţionează la curent nominal şi deci este încălzită, siguranţa montată în aval, poate să funcţioneze la rece la curent mult inferior curentului nominal. În această situaţie, la producerea unui scurtcircuit, selectivitatea poate fi afectată în raport cu condiţiile caracteristicilor de funcţionare şi în special la timpi lungi de funcţionare. De asemenea, selectivitatea poate fi compromisă în cazul asocierii a două siguranţe fuzibile care fac parte din serii unitare diferite

Desigur că, pentru obţinerea unei selectivităţi cu un grad mai mare de certitudine, raportul de curenţi nominali ai siguranţelor trebuie ales judicios. Astfel de situaţii se prezintă, de exemplu, atunci cînd siguranţele asigură protecţia unor circuite vitale, în care continuitatea alimentării şi reducerea pagubelor produse de scurtcircuit sînt esenţiale. De asemenea, în cazul circuitelor de lumină, cînd cufundarea în întuneric a unor săli în care funcţionează diverse maşini poate constitui un pericol considerabil.

Concluzii

Siguranţele cu mare capacitate de rupere de joasă tensiune pot oferi un grad mai mare de selectivitate dacă elementele fuzibile sînt dimensionate judicios în raport cu condiţiile normale de distribuţie a energiei electrice. Este necesar ca în afara caracteristicii uzuale de funcţionare timp de topire/curent şi a caracteristicii de limitare, să se indice şi caracteristica A_s^2 pentru timpul de prearc şi timpul total sau caracteristici similare celor expuse în figurile 1 şi 3. Aceasta ar permite utilizatorului alegerea corectă a siguranţelor eşalonate pentru gradul de selectivitate dorit.

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Über die Berechnung der Kurzschlusserwärmung. In: ETZ **59**, 1938, p. 980.
[2] *Cantarella, G.* Coordinamenti della protezione contro sovracorrenti mediante fusibili. În: Elettrotecnia **49**, nr. 12, 1962, p. 933–936.
[3] *Dean, R.H.* The limitation of fault current, power and energy by cartrige fuse links. In: Electrical Energy, vol. **2**, nr. 2, 1958.
[4] *Hortopan, Gh.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
[5] *Hortopan, Gh.* Comutator program pentru încercarea aparatajului de comutație. In: Electrotehnica **7**, nr. 4, 1959, p. 135–139.
[6] *Jacks, E.* Discrimination between HRC Fuses. In: Proc. Inst. of El. Eng. Part. A. Power Engineering, vol. **106**, 1959.
[7] *Pesici, M.* Aspecte ale funcționării siguranței de joasă tensiune cu mare capacitate de rupere. In: Electrotehnica **15**, nr. 3, 1967, p. 105–110.
[8] *Rudenberg, R.* Fenomene tranzitorii în sisteme electroenergetice. București, Editura tehnică, 1959.
[9] *Spînu, A.* Protecția instalațiilor electrice de joasă tensiune. București, Editura tehnică, 1966.
[10] *Toniolo, S.B.* și *Cantarella, G.* La pratica delle prove di interruzione sui fusibili per corrente alternata bassa tensione. In: Elettrotecnica **49**, nr. 1, 1962.
[11] * * * VDE 0660/1962.

Intrat în redacție la 8.III.1968

Considerații asupra tensiunii traductoarelor Hall și a rezistenței electrice a traductoarelor magnetorezistive

Ioan de Sabata și Valeria Lăpușan * — Timișoara

CZ 621.317.42.015.11 : 538.632

1. Introducere

În ultimele două decenii efectul Hall și efectul magnetorezistiv au fost folosite pe scară largă pentru măsurarea unor mărimi fizice și în automatică.

Primul dintre aceste efecte, descoperit de fizicianul american E. H. Hall în 1879, constă în apariția unor tensiuni electrice între două puncte ale unei plăci semiconductoare dreptunghiulare parcursă longitudinal de un curent de conducție, cînd placa este plasată transversal într-un cîmp magnetic (fig. 2).

Al doilea efect constă în schimbarea rezistenței plăcii semiconductoare la introducerea ei într-un cîmp magnetic exterior. Modificarea rezistenței se datorește, pe de o parte, schimbării conductivității mediului semiconductor (efect magnetorezistiv fizic), iar, pe de altă parte, deformării tuburilor de cîmp ale densității de curent în prezența cîmpului magnetic (efect magnetorezistiv geometric).

În lucrarea de față se va stabili forma integrală a legii lui Ohm, conform căreia oricare ar fi configurația plăcii semiconductoare și electrozii de comandă, raportul între diferența de potențial dintre două puncte ale plăcii semiconductoare și curentul electric, reprezintă rezistența electrică a segmentului tubului de curent cuprins între cele două suprafețe echipotențiale ce trec prin punctele respective.

De asemenea se arată că efectul Hall reprezintă căderea ohmică de tensiune între două puncte care în lipsa cîmpului magnetic sînt echipotențiale. Pe baza acestei proprietăți s-a stabilit expresia analitică, în forma unei serii, pentru factorul de dimensiuni al unui traductor dreptunghiular cu un electrod de curent plin.

Rezistența traductoarelor magnetorezistive dreptunghiulare a fost calculată în [1], [2], folosindu-se metoda transformărilor conforme. Rezultatele obținute conțin însă integrale eliptice.

În această lucrare se stabilesc expresii în forma unor serii, pentru rezistența electrică a traductoarelor dreptunghiulare lungi și scurte. Formulele obținute permit determinarea ușoară a rezistențelor traductoarelor.

Considerațiile au fost făcute în ipoteza că mediul semiconductor are conductivitate electronică, iar traductoarele sînt în regim de mers în gol.

2. Forma integrală a legii lui Ohm și tensiunea Hall

Fie o placă semiconductoare de grosime h, parcursă longitudinal de curentul de comandă i_c și plasată transversal într-un cîmp magnetic

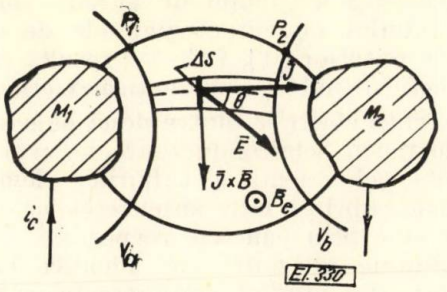


Fig. 1. Placă semiconductoare plasată transversal în cîmp magnetic.

omogen și invariabil de inducție magnetică $\overline{B}_e$ (fig. 1).

Placa este alimentată prin intermediul electrozilor M_1 și M_2. Grosimea plăcii fiind mică, cîmpurile electric și al densității de curent sînt plan paralele.

* Dr. ing. *Ioan De Sabata* este conferențiar la Institutul politehnic – Timișoara, iar *Valeria Lăpușan* este asistentă la același institut.

Densitatea curentului de conducție $\bar{J}$ din mediul semiconductor presupus de tip n, satisface următoarea lege a conducției electrice [3]:

$$\bar{J} = G_B [\bar{E} + R_H \bar{J} \times \bar{B}_e], \quad (1)$$

unde $\bar{E}$ este intensitatea cîmpului electric, iar $R_H = \frac{1}{ne}$ (n fiind concentrația electronilor liberi și e sarcina unui electron) reprezintă un factor de material numit constanta Hall.

Intensitatea cîmpului electric $\bar{E}$ formează cu $\bar{J}$ unghiul θ, numit unghiul Hall [1], [4], dat de relația:

$$\operatorname{tg} \theta = - R_H \cdot G_B \cdot B_e. \quad (2)$$

În figura 1 s-a desenat calitativ un tub elementar al densității de curent cuprins între suprafețele echipotențiale V_a, respectiv V_b, care trec prin punctele P_1, respectiv P_2.

Calculînd integrala de linie a lui $\bar{J}$ în lungul liniei mijlocii a tubului de cîmp elementar, se obține:

$$\int d\bar{l} \cdot \bar{J} = \sigma_B \int d\bar{l} \cdot \bar{E} = \sigma_B (V_a - V_b), \quad (3)$$

fiindcă vectorii $d\bar{l}$ și $\bar{J} \times \bar{B}_e$ sînt ortogonali, iar $\bar{E} = -\nabla V$ [4].

Dacă Δi_c este curentul ce trece prin tubul elementar de secțiune ΔS rezultă $J = \frac{\Delta i_c}{\Delta S}$, adică relația (3) poate fi pusă în forma:

$$\frac{V_a - V_b}{\Delta i} = R = \int \frac{dl}{\sigma_B \cdot \Delta S}. \quad (4)$$

Egalitatea (4) demonstrează că raportul dintre diferența de potențial de la capetele unui tub elementar de curent si curentul ce-l străbate este independent de aceste mărimi. Raportul este funcție numai de forma, de dimensiunile, de conductivitatea mediului și reprezintă rezistența electrică a tubului de curent. Deoarece forma tubului de curent depinde de cîmpul magnetic exterior [1], [2], [4] rezultă că și R va fi funcție de inducția magnetică exterioară B_e.

Rezistența electrică dintre două puncte oarecare ale plăcii semiconductoare va reprezenta rezistența echivalentă a tuburilor elementare de curent, cuprinse între suprafețele echipotențiale ce trec prin punctele respective.

Rezultatele obținute sînt identice cu cele cunoscute din studiul conductoarelor masive în regim electrocinetic staționar. Demonstrarea lor a fost însă necesară pentru că în mediul semiconductor, pe lîngă intensitatea de cîmp potențială $\bar{E} = -\nabla V_2$ mai există o intensitate de cîmp imprimată de natură magnetică $\bar{E}_i = R_H \cdot \bar{J} \times \bar{B}_e$.

În figura 2 s-a desenat placa semiconductoare și o suprafață ce trece prin punctele P_1 și P_2, care în absența cîmpului magnetic este echipotențială. Cîmpul magnetic exterior modifică forma suprafețelor echipotențiale. Astfel, suprafața echipotențială ce trece prin P_2 va intersecta cealaltă față a semiconductorului în P_2',

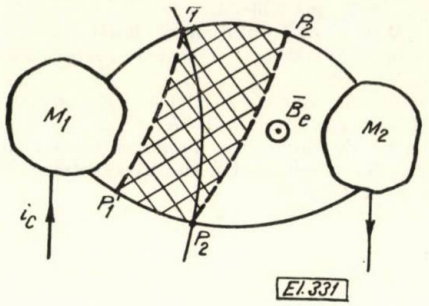


Fig. 2. Placă semiconductoare plasată transversal în cîmp magnetic:
P_1P_2 – suprafață echipotențială în lipsa cîmpului magnetic; P_1P_1', P_2P_2' – suprafețe echipotențiale la $\bar{B}_e \neq 0$.

iar cea care trece prin P_1 va întîlni cealaltă față în P_1'. Diferența de potențial între aceste suprafețe, desenate calitativ în figura 2, este egală cu tensiunea Hall între punctele P_1 și P_2:

$$U_H = V_{P_1} - V_{P_2}.$$

În acord cu legea lui Ohm tensiunea Hall se poate scrie:

$$U_H = i_c R_{P_1P_2} = \frac{R_{P_1P_2'}}{B_e} i_c \cdot B_e \quad (5)$$

sau:

$$U_H = C_0 i_c B_e, \quad (6)$$

unde:

$$C_0 = \frac{B_{P_1P_2'}}{B_e} \quad (7)$$

și se numește sensibilitatea în gol a traductorului.

Din definiția dată lui C_0 rezultă că aceasta este funcție de forma, de dimensiunile traductorului și a electrozilor și de inducția magnetică exterioară.

Egalitatea (5) mai poate fi pusă în forma:

$$U_H = i_c (R_{P_1M_2} - R_{P_2M_2}) = i_c (R_{P_2M_1} - R_{P_1M_1}),$$

adică sensibilitatea C_0 mai are următoarele două expresii echivalente cu (7):

$$C_0 = \frac{R_{P_1M_2} - R_{P_2M_2}}{B_e} = \frac{R_{P_2M_1} - R_{P_1M_1}}{B_e}. \quad (8)$$

Ca aplicații a celor prezentate, în cele ce urmează se vor calcula sensibilitățile C_0 pentru traductoare dreptunghiulare de lungime infinită, traductoare de formă oarecare, dar cu electrozi punctiformi și pentru traductoare dreptunghiulare infinite cu un electrod de curent plin.

2.1. *Traductoare dreptunghiulare infinite.* Se consideră placa semiconductoare infinită de lățime b și grosime h mică, parcursă de curentul

i_c și plasată transversal în cîmp magnetic omogen și invariabil.

Integrînd ecuațiile pe care le satisface vectorul densitate de curent $\bar{J}$ în [4], se demonstrează că $\bar{B}_e$ nu modifică spectrul cîmpului densității de curent, dar schimbă intensitatea

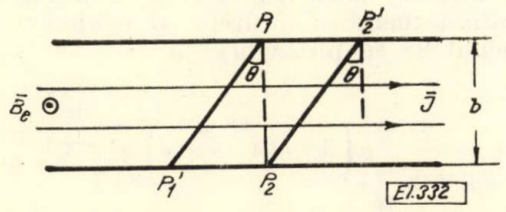


Fig. 3. Traductor Hall de lungime infinită.

de cîmp $\bar{E}$ în raport cu cea din absența lui $\bar{B}_e$. Deoarece $\bar{E}$ formează cu $\bar{J}$ unghiul θ, rezultă că și liniile echipotențiale vor fi rotite în fiecare punct cu unghiul θ (fig. 3).

Cîmpul densității de curent fiind omogen, rezistența între punctele P_1 și P_2' se calculează ușor :

$$R_{P_1P_2'} = \frac{b \operatorname{tg} \theta}{G_B \cdot b \cdot h} = \frac{\operatorname{tg} \theta}{G_B \cdot h}.$$

Cu (7) și (2), rezultă expresia sensibilității în gol a traductorului :

$$C_0 = -\frac{R_H}{h}.$$

Pentru tensiunea Hall se obține forma cunoscută :

$$U_H = -\frac{R_H}{h} i_c B_e.$$

2.2. Traductoare de formă oarecare cu electrozi punctiformi. În figura 4 s-a desenat un traductor de formă oarecare alimentat prin contactele punctiforme M_1 și M_2.

Fie M și N două puncte vecine de pe o suprafață care este echipotențială în lipsa cîmpului

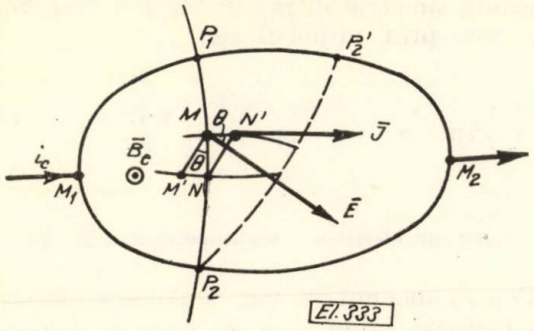


Fig. 4. Traductor Hall de formă oarecare cu contacte de curent punctiforme.

magnetic exterior. Se demonstrează în [4] că, pentru astfel de traductoare, cîmpul magnetic exterior nu schimbă spectrul densității de curent. Ca urmare, cele două linii de cîmp ale lui $\bar{J}$ ce trec prin punctele M și N nu sînt modificate de $\bar{B}_e$. Liniile echipotențiale ce trec prin aceste puncte se vor roti în raport cu elementul MN cu unghiul θ, rezultînd astfel paralelogramul curbiliniu $MM'NN'$.

Tensiunea Hall dintre punctele M și N va fi :

$$\mathrm{d}U_H = \mathrm{d}i_c \, R_{MN'},$$

unde $\mathrm{d}i_c$ este curentul elementar ce străbate tubul de cîmp, de secțiune $\mathrm{d}S = MN \cdot h$. Rezistența $R_{MN'}$ este :

$$R_{MN'} = \frac{MN'}{G_B \cdot \mathrm{d}S} = \frac{MN \cdot \operatorname{tg} \theta}{G_B \cdot MN \cdot h} = \frac{\operatorname{tg} \theta}{G_B \cdot h}.$$

Ca urmare, tensiunea Hall dintre punctele P_1 și P_2 va fi :

$$U_H = -\frac{R_H}{h} i_c \cdot B_e,$$

expresie identică cu cea obținută pentru traductorul dreptunghiular de lungime infinită.

2.3. Traductor dreptunghiular de lungime infinită cu un electrod de comandă plin. Forma unui astfel de traductor este dată în figura 5.

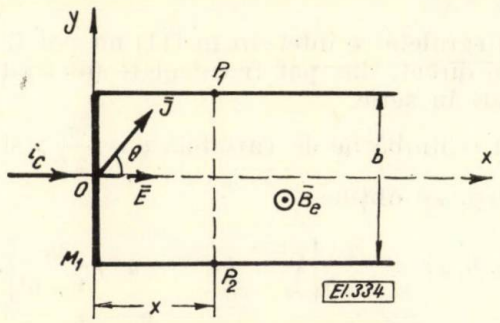


Fig. 5. Traductor Hall cu un electrod de curent plin.

Tensiunea Hall dintre două puncte simetrice în raport cu axa Ox va fi o funcție de distanța de la aceste puncte la electrodul plin.

Studiul acestei tensiuni prezintă importanță pentru că expresia ei evidențiază influența pe care o au electrozii de comandă plină asupra tensiunii traductoarelor Hall folosite în tehnică.

Se numește factor de dimensiuni $G(\theta, P)$ raportul dintre tensiunea Hall a unui traductor de dimensiuni finite cu contacte de curent pline și tensiunea Hall a unui traductor de lungime infinită, construit din același material semiconductor, avînd aceeași grosime, fiind parcurs de același curent și plasat în același cîmp magnetic exterior.

Pentru traductorul considerat, din definiția dată rezultă :

$$G(\theta, x) = \frac{U_H}{U_{H\infty}},$$

unde U_H este tensiunea traductorului dintre punctele simetrice P_1 și P_2, situate la distanța x de contactul M_1 iar $U_{H\infty}$ este : $-\frac{R_H}{h} i_c B_e$.

Cu (6) și (8) se obține :

$$G(\theta, x) = -\frac{C_0 h}{R_H} = G_B \cdot h \frac{R_{M_1P_2} - R_{M_1P_1}}{\operatorname{tg}\theta}. \quad (9)$$

În [4] se stabilesc următoarele expresii pentru rezistențele ce intervin în relația (9) :

$$\left.\begin{aligned} R_{M_1P_1} &= R_0 \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \frac{1}{x} \int_0^x \operatorname{tg}^{\frac{2\theta}{\pi}} \frac{\pi}{2b} \cdot \mathrm{d}x \\ R_{M_1P_2} &= R_0 \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \frac{1}{x} \int_0^x \operatorname{cth}^{\frac{2\theta}{\pi}} \frac{\pi}{2b} \cdot \mathrm{d}x \end{aligned}\right\}, \quad (10)$$

unde $R_0 = \frac{x}{\sigma_0 b \cdot h}$ este rezistența porțiunii M_1P_1 la $\overline{B}_e = 0$.

Cu acestea, pentru factorul de dimensiuni, rezultă egalitatea :

$$G(\theta, x) = \frac{1}{\operatorname{tg}\theta} \frac{1}{b} \left[\int_0^x \left(\operatorname{th}^{\frac{2\theta}{\pi}} \frac{\pi}{2b} x - \operatorname{cth}^{\frac{2\theta}{\pi}} \frac{\pi}{2b} x \right) \mathrm{d}x \right]. \quad (11)$$

Integralele ce intervin în (11) nu pot fi efectuate direct, dar pot fi calculate folosind dezvoltări în serie.

Cu schimbările de variabilă $y = \frac{\pi}{2b} x$ și $u = \operatorname{th} y$, se obține :

$$G(\theta, x) = \frac{2}{\pi \operatorname{tg}\theta} \left[\int_0^{\operatorname{th}^{\frac{\pi}{2b}} x} (u^{-2\beta} - u^{2\beta}) \frac{\mathrm{d}u}{1-u^2} \right], \quad (12)$$

unde s-a folosit notația $\beta = \frac{\theta}{\pi} < \frac{1}{2}$.

Deoarece $u < 1$, funcția $\frac{1}{1-u^2}$ se poate dezvolta în serie de puteri și prin urmare integralele din (12) pot fi efectuate direct.

Se obține în final :

$$G(\theta, x) = \frac{2}{\pi \operatorname{tg}\theta \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x} \sum_{n=0}^{\infty} \operatorname{th}^{2n+1} \frac{\pi}{2b} x \left(\frac{1}{2n+1-2\beta} - \frac{1}{2n+1+2\beta} \operatorname{th}^{4\beta} \frac{\pi}{2b} x \right). \quad (13)$$

Pentru $x = 0$ se arată ușor că $G(\theta, 0) = 0$, iar la $x = \infty$, $G(\theta, \infty) = \frac{2}{\pi} \operatorname{tg}\theta \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4\beta}{(2n+1)^2 - 4\beta^2}$.

Se știe însă că [5] :

$$\operatorname{tg}\pi\beta = \frac{8\beta}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2 - 4\beta^2},$$

deci :

$$G(\theta, \infty) = \frac{1}{\operatorname{tg}\theta} \cdot \operatorname{tg}\pi\beta = 1,$$

ceea ce subliniază că la distanțe mari de electrod efectul de scurtcircuitoare nu se mai manifestă.

Pentru unghiuri mici se poate stabili o expresie mai restrînsă pentru (13).

În adevăr, dacă $2\beta \ll 1$ la numitorii din paranteza membrului drept al egalității (13), termenul 2β se poate neglija :

$$G(\theta, x) = \frac{2}{\pi \operatorname{tg}\theta \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x} \left(1 - \operatorname{th}^{4\beta} \frac{\pi}{2b} x \right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\operatorname{th}^{2n+1} \frac{\pi}{2b} x}{2n+1}.$$

Dar :

$$2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\operatorname{th}^{2n+1} \frac{\pi}{2b} x}{2n+1} = \ln \frac{1 + \operatorname{th} \frac{\pi}{2b} x}{1 - \operatorname{th} \frac{\pi}{2b} x} = \frac{\pi}{b} x.$$

Așadar, dacă $2\beta \ll 1$, factorul de dimensiuni obține următoarea expresie simplă :

$$G(\theta, x) = \frac{x}{b} \frac{1}{\operatorname{tg}\cdot\theta} \left[\operatorname{cth}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x - \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x \right]. \quad (14)$$

În figura 6, *b* s-au desenat curbele de variație ale factorului de dimensiuni $G(\theta, x)$ ca funcție de x pentru $B_e = 0{,}3\ T$ și $B_e = 1\ T$ la un traductor din InSb. Tangenta unghiului θ a fost calculată cu (2) după ce s-au determinat experimental $G_B = \sigma_B(B_e)$.

Din curbele date în figura 6, *b* se constată că efectul de scurtcircuitare al electrodului este neglijabil pentru distanțe $x > 1{,}5\ b$. Concluzia este în acord cu experiențele efectuate în [6]. De aici rezultă că pentru traductoarele Hall folosite în tehnică, la care lungimea $a > 3b$, curba de variație a factorului de dimensiuni prezintă simetrie în raport cu axa transversală ce trece prin mijlocul său.

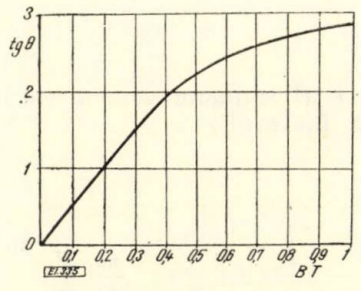
3. Rezistența electrică a traductoarelor dreptunghiulare

Pentru început se vor considera plăci semiconductoare lungi $a > 3b$, care se folosesc în construcția traductoarelor Hall (fig. 7).

Este ușor de demonstrat că la astfel de traductoare, rezistența dintre punctele M_1 și P_2 este egală cu cea dintre punctele P_1 și M_2.

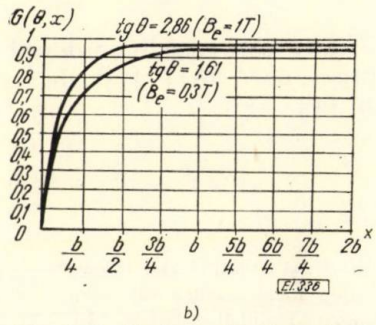
Punctele P_1 și P_2 sînt situate pe axele de simetrie a plăcii semiconductoare.

Acest rezultat este o consecință a condițiilor de frontieră pe care le satisface $\overline{J}$ și a faptului că la $a > 1{,}5\ b$, factorul de dimensiuni este practic unitar.



a)

Fig. 6, *a*. Curba tg $\theta = f(B_e)$.



b)

Fig. 6, *b*. Factorul de dimensiuni în funcție de x cu B_e ca parametru.

Prin urmare : $R_{M_1 M_2} = R_{M_1 P_1} + R_{M_1 P_2}$, unde rezistențele din membrul drept al egalității au valorile date de (10), în care $x = \frac{a}{2}$. Cu

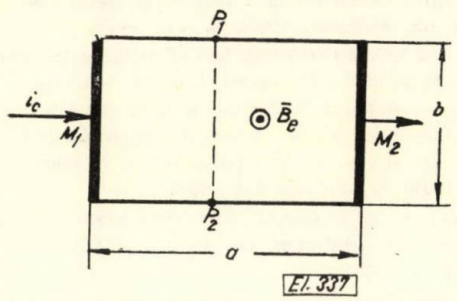


Fig. 7. Traductor cu doi electrozi de curent plini.

acestea, rezultă, pentru rezistența traductorului, expresia :

$$R_{M_1 M_2} = 2R_0 \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \frac{1}{a} \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x + \operatorname{cth}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x \right) \mathrm{d}x, \tag{15}$$

unde $2R_0$ este rezistența plăcii în absența cîmpului magnetic exterior.

Variația relativă a rezistenței $r = \frac{R_{M_1 M_2}}{2R_0}$, în funcție de inducția magnetică, este dată de expresia :

$$r = \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \cdot \frac{1}{a} \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x + \operatorname{cth}^{2\beta} \frac{\pi}{2b} x \right) \mathrm{d}x. \tag{16}$$

Efectuînd integralele cu metoda indicată anterior, se obține :

$$r = \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \cdot \frac{4b}{\pi a} \operatorname{th}^{-2\beta} \frac{\pi a}{4b} \sum_{n=0}^{\infty} \operatorname{th}^{2a+1} \frac{\pi a}{4b} \left(\frac{1}{2n+1-2\beta} + \frac{1}{2n+1+2\beta} \operatorname{th}^{4\beta} \frac{\pi a}{4b} \right). \tag{17}$$

Se poate determina o expresie mai simplă pentru r prin combinarea relațiilor (11) și (16). Cu $G\left(\frac{a}{2}, \theta\right) = 1$ din (1) rezultă :

$$b \operatorname{tg} \theta = \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\operatorname{cth}^{2\beta} \frac{\pi x}{2b} - \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi x}{2b} \right) \mathrm{d}x,$$

iar (16) dă :

$$r \cdot a \frac{\sigma_B}{\sigma_0} = \int_0^{\frac{a}{2}} \left(\operatorname{cth}^{2\beta} \frac{\pi x}{2b} + \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi x}{2b} \right) \mathrm{d}x.$$

Din ultimele două egalități se obține :

$$r = \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \left(\frac{b}{a} \operatorname{tg} \theta + \frac{2}{a} \int_0^{\frac{a}{2}} \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi x}{2b} \mathrm{d}x \right) \tag{18}$$

sau prin efectuarea integralei :

$$r = \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \frac{b}{a} \left(\operatorname{tg} \theta + \frac{4}{\pi} \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi a}{4b} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\operatorname{th}^{2n+1} \frac{\pi a}{4b}}{2n+1+2\beta} \right). \tag{19}$$

Rezistența traductoarelor scurte cu $a < 3b$, se calculează ușor, știind că [2] :

$$R\left(\frac{a}{b}, \theta\right) \cdot R'\left(\frac{b}{a}, \theta\right) = \left(\frac{1}{\sigma_B h \cos \theta}\right)^2,$$

unde $R'\left(\frac{b}{a}, \theta\right)$ este rezistența sondei alimentată pe lungimea a. Ea se calculează cu (19) schimbînd pe a cu b și înmulțind-o cu $2R_0$:

$$R'\left(\frac{b}{a}, \theta\right) = \frac{1}{\sigma_B \cdot h} \left(\operatorname{tg} \theta + \frac{4}{\pi} \operatorname{th}^{2\beta} \frac{\pi b}{4a} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\operatorname{th}^{2n+1} \frac{\pi b}{4a}}{2n+1+2\beta} \right).$$

Cu acestea rezistența sondelor scurte are expresia :

$$R\left(\frac{a}{b},\ \theta\right) = \frac{1}{\sigma_B \cdot h \cdot \cos^2\theta} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg}\theta + \frac{4}{\pi}\operatorname{th}^{2\beta}\frac{\pi b}{4a}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\operatorname{th}^{2n+1}\frac{\pi b}{4a}}{2n+1+2\beta}} \cdot \tag{20}$$

Variația relativă a rezistențelor traductoarelor scurte va fi :

$$r = \frac{R}{\frac{a}{\sigma_0\, b\, h}} = \frac{\sigma_0}{\sigma_B}\frac{b}{a}\frac{1}{\cos^2\theta}\frac{1}{\left(\operatorname{tg}\theta + \frac{4}{\pi}\operatorname{th}^{2\beta}\frac{\pi b}{4a}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\operatorname{th}^{2n+1}\frac{\pi b}{4a}}{2n+1+2\beta}\right)} \cdot \tag{21}$$

De remarcat că r este cu atît mai mare cu cît raportul $\frac{a}{b}$ este mai mic. Aceeași concluzie se desprinde și din rezultatele experimentale date în [7].

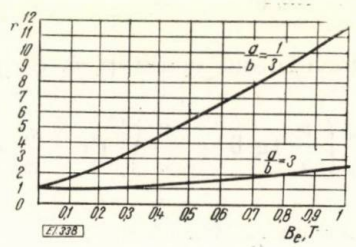


Fig. 8. Rezistența relativă în funcție de $\overline{B}_e$ cu $\frac{a}{b}$ ca parametru.

În figura 8 sînt date curbele de variație a lui r ca funcție de B_e pentru un traductor Hall cu $\frac{a}{b} = 3$ și pentru un traductor magnetorezistiv cu $\frac{a}{b} = \frac{1}{3}$.

În încheiere menționăm că deoarece rezistența relativă r_c a discului Corbino se exprimă prin relația :

$$r_c = \frac{\sigma_0}{\sigma_B} \cdot \frac{1}{\cos^2\theta},$$

rezultă că r al sondelor scurte va fi mai mic decît r_c cu factorul :

$$k_c = \frac{r}{r_c} = \frac{b}{a} \cdot \frac{1}{\left(\operatorname{tg}\theta + \frac{4}{\pi}\operatorname{th}^{2\beta}\frac{\pi b}{4a}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\operatorname{th}^{2n+1}\frac{\pi b}{4a}}{2n+1+2\beta}\right)},$$

care crește o dată cu micșorarea raportului $\frac{a}{b}$.

Acest rezultat este scos în evidență de curbele experimentale date în [7] și de cele trasate teoretic în [1].

Bibliografie

[1] *Lippmann, H.* și *Kuhrt, J.* Der Geometrieeinfluss auf den transversalen magnetischen Widerstandseffekt bei rechteckförmingen Halbleiterplatten. În : Z. Naturforschg. **13 a**, 1958, p. 462—474.

[2] *Haeusler, J.* Der Widerstand und das Feld eines rechteckigen Hall-Plättchens. În : Z. Naturforschg. **17 a**, 1962, p. 506—513.

[3] *Godefroy, L.* și *Tavernier, J.* Effets magnétoélectriques et termoélectriques dans les semi-conducteurs. În : J. de Physique, tom **21**, aprilie 1960, p. 249—260.

[4] *De Sabata, I.* Cîmpul electric din transductoare Hall, în regim cvasistaționar. Institutul politehnic Timișoara, teză de doctorat, 1965, p. 71——79.

[5] *Rîjic, I. M.* și *Gradstein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Editura tehnică, 1955, p. 50.

[6] *Șora, C.* și *Heler, A.* Influența așezării nesimetrice a electrozilor Hall asupra tensiunii generatorului Hall. În : Bul. șt. și teh. al Inst. politehnic Timișoara 22, tom. **8**, fascicula 2, 1963, p. 449—458.

[7] *Weiss, H.* și *Welker, H.* Zur transversalen magnetischen Widerstandsänderung von In Sb. În : Z. für Phys. **138**, 1954, p. 322.

Intrat în redacție la 23.III.1968

RECENZII

CZ 621.313.1 : 621.314.2 : 534.83

F. D. Lăzăroiu şi N. I. Bichir. **Zgomotul maşinilor şi transformatoarelor electrice.** Bucureşti, Editura tehnică, 1968, 288 pag., 169 fig., 211 ref. bibl.

Combaterea zgomotului şi vibraţiilor produse de maşinile şi transformatoarele electrice constituie o problemă de care se ocupă numeroşi specialişti din întreaga lume.

Dezvoltarea producţiei de maşini şi transformatoare româneşti a determinat ca şi în ţara noastră să existe preocupări pentru combaterea zgomotului şi vibraţiilor acestor produse industriale. Lucrarea de faţă este rodul preocupărilor autorilor în această problemă. Menţionăm că există foarte puţine lucrări referitoare la zgomotul maşinilor şi transformatoarelor electrice pe plan internaţional, iar în ţara noastră este pentru prima oară cînd se publică în acest domeniu.

Capitolul 1 al lucrării tratează proprietăţile fizice ale cîmpului acustic şi ale vibraţiilor în general, iar capitolul 2, proprietăţile fiziologice ale sunetului şi vibraţiilor, atît pentru înţelegerea mecanismului subiectiv şi obiectiv al percepţiei, cît şi pentru cunoaşterea nocivităţii efectelor. În ambele capitole expunerile se limitează la noţiunile strict necesare pentru înţelegerea capitolelor următoare şi care sînt completate cu valori ale mărimilor acustice şi tabele întîlnite în practica curentă.

În capitolul 3 sînt prezentate metodele şi utilajele de măsură a zgomotului şi vibraţiilor. Astfel sînt prezentate metodele generale de măsurare, modul de aplicare a metodelor de corelaţie în măsurările acustice, legile similitudinii şi modelarea în acustică şi apoi utilajele şi instalaţiile de măsurare. Sînt descrise amănunţit sonometrele şi analizoarele acustice cu accesoriile lor, precum şi camerele surde pentru analiza zgomotului, de diferite construcţii. La sfîrşitul capitolului sînt prezentate metodele generale de combatere a zgomotului şi vibraţiilor.

Capitolul 4 al cărţii se referă la zgomotul maşinilor electrice rotative. Mai întîi se prezintă o clasificare a surselor de zgomot şi apoi, pe larg, sînt tratate : zgomotul aerodinamic, zgomotul magnetic, zgomotul lagărelor şi zgomotul periilor. În continuare se descriu metodele de măsură şi analiză a zgomotului maşinilor electrice rotative, însoţite de date experimentale obţinute de autori şi, în încheiere, pe larg, mijloacele constructive, tehnologice şi de montaj, de reducere a zgomotului produs de maşinile electrice rotative.

Capitolul 5 (ultimul) tratează zgomotul transformatoarelor electrice. Se descriu sursele de zgomot, metodele de măsură şi analiză şi metodele practice de reducere a zgomotului transformatoarelor electrice.

Autorii au reuşit, într-o expunere clară şi la nivel ridicat, să prezinte în pagini puţine, ultimele realizări din ţară şi din străinătate în domeniul tratat, indicînd în text bibliografia consultată, care este completă şi la zi (peste 200 indicaţii bibliografice, din mai multe limbi, majoritatea din periodice tehnico-ştiinţifice).

Lucrarea se adresează, în general, specialiştilor care se ocupă cu problema combaterii zgomotului şi vibraţiilor şi, în special, celor ce se ocupă de construcţia, fabricaţia, montajul şi exploatarea maşinilor şi transformatoarelor electrice.

I. Bahrin

CZ 621.313.33.027.5

* * * **Motoare asincrone mari pentru înaltă tensiune** (Les gros moteurs asynchrones à haute tension). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 2, 1968, p. 137—162.

Pe cuprinsul a cinci materiale se fac consideraţii privind proiectarea, construcţia şi exploatarea motoarelor electrice de mare putere pentru tensiuni electrice ridicate. Se insistă în special asupra pierderilor suplimentare şi asupra regimurilor de funcţionare. Principalele probleme tratate şi rezumatul articolelor se prezintă astfel :

1. M. Simon şi *R. Chavernoz.* Pierderile suplimentare în maşinile asincrone cu colivie de veveriţă (Les pertes supplémentaires dans les machines asynchrones à cage d'écureuil), p. 137—143, 3 fig., 2 tab., 15 ref. bibl.

După prezentarea problemei se arată cauzele care duc la mărirea pierderilor suplimentare. Se descriu unele principii de măsură a pierderilor şi se arată rezultatele obţinute pe cale experimentală. Consideraţiile teoretice se fac folosindu-se o schemă echivalentă simplificată a unui motor asincron cu colivie de veveriţă.

2. M. Pasdeloup. Calculul şi măsurarea pierderilor suplimentare în motoare asincrone (Calcul et mesure des pertes supplémentaires dans les moteurs asynchrones), p. 144—147, 2 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

Se analizează rezultatele obţinute prin calcul în cazul unui motor asincron de 810 kW şi se confruntă datele calculate cu cele măsurate. Măsurările făcute au la bază indicaţiile prevăzute în normele americane. Se constată o concordanţă între calculele analitice şi măsurători şi se preconizează o serie de măsuri practice pentru reducerea pierderilor suplimentare. Se prezintă oscilogramele de încercare a maşinilor la mers în gol şi în sarcină.

3. R. Chavernoz. Studiul experimental al armonicilor în motoarele asincrone mari (Étude expérimentale des harmoniques dans les gros moteurs asynchrones), p. 147—152, 6 fig., 4 ref. bibl.

Expunerea se limitează la consideraţii privind influenţa armonicilor asupra pierderilor suplimentare. În prima parte se arată geneza armonicilor şi se determină frecvenţa lor. În partea a doua se dau o serie de rezultate experimentale şi se compară cu cele determinate prin calcul.

Se fac precizări privitoare la reducerea armonicilor. Analiza făcută se referă la motoare asincrone de mare putere (770—6 200) kW la turaţie de (600—3 000) rot/min.

4. J. Ducloz. Asupra anomaliei de funcţionare a unui motor asincron trifazat alimentat în monofazat (Sur une anomalie de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en monophasé), p. 153—157, 5 fig., 2 ref. bibl.

Unele motoare asincrone trifazate cu rotorul bobinat au în domeniul sarcinilor parţiale o alunecare sensibilă, cînd sînt alimentate în monofazat. Se explică această anomalie de funcţionare şi se propune remediul adecvat.

Amorsarea problemei se face plecîndu-se de la teoria şi relaţiile de bază ale motoarelor asincrone expuse pe baza unei scheme echivalente. Se scriu apoi curenţii la alimentarea în monofazat şi trifazat şi se dau relaţiile pentru determinarea cuplurilor la funcţionarea mono şi trifazată. Se trasează curba cuplurilor la alimentare monofazată şi trifazată, în funcţie de alunecare. Rezultatele de calcul se confruntă cu o serie de date experimentale.

5. J. Ancel, M. Ivanés şi *M. Poloujadoff.* Natura rezistenţei de contact între barele şi partea metalică a unei colivii de aluminiu turnat (Nature de la résistance de contact entre les barreaux et la tôlerie d'une cage en aluminium coulé), p. 151—162, 7 fig., 3 ref. bibl.

Funcţionarea motoarelor asincrone cu rotorul în colivie din aluminiu turnat poate fi afectată de pierderile suplimentare, datorită trecerii curenţilor prin barele rotorului. Cunoaşterea impedanţei transversale permite determinarea acestor pierderi. Studiul arată că această impedanţă trebuie considerată drept o rezistenţă pură, a cărei valoare creşte cu frecvenţa curenţilor derivaţi în interiorul barelor rotorice. Se calculează pierderile suplimentare după determinarea pe cale analitică şi grafică a impedanţei transversale.

Materialul se încheie cu o serie de discuţii privind măsurile ce se impun în faza proiectării, construcţiei şi exploatării motoarelor asincrone de mare putere şi tensiune înaltă în vederea reducerii pierderilor suplimentare.

A. Carabulea

REFERATE

CZ 538.63 *Efecte electrice*

CZ 538.632 ; 537.562

Croitoru, Z. **Efectul Hall în gaze ionizate** (L'effet Hall dans le gas ionisés). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 3, 1968, p. 266—269, 3 fig.

După ce se reamintește stadiul de cercetare, se explică fenomenul fizic și se arată modul în care se abordează problema. Se precizează că articolul este o continuare a preocupărilor din literatura de specialitate, în care au apărut recent unele materiale referitor la efectul Hall în medii conductoare și semiconductoare.

Dezvoltarea subiectului se face pe trei părți, și anume : 1. stadiul problemei și unele generalități pentru lămurirea fenomenelor fizice ; 2. aplicarea legii lui Ohm generalizată ; 3. exemplificări teoretice și practice comentate.

Gazul ionizat este sediul unui efect Hall în prezența unui cîmp magnetic. Densitatea electronilor variază între 10^{21} și 10^{30} electroni pe metru cub.

Unele caracteristici constatate experimental arată că gazele ionizate se apropie de semiconductoare în ceea ce privește manifestările efectului Hall.

Se arată relația forței și a densității de curent care apar în gazul ionizat și se precizează direcția cîmpului și a curentului electric. Se determină densitatea și mobilitatea electronilor și se arată modul de folosire a concluziilor la generatoarele magnetohidrodinamice cu electrozi continui și segmentați.

A. C.

CZ 621.3.06 *Cuplaj. Comutație. Întreruptoare și separatoare*

CZ 621.3.062 ; 538.565 ; 621.3.011.1/3

Lamontte, M. **Studiul oscilațiilor subarmonicilor dintr-un circuit RLC cu o inductanță puternic neliniară** (Étude des oscillations sous-harmoniques dans un circuit RLC à inductance fortement non linéaire). În : Revue Général de l'Électricité, tom. **77**, nr. 2, 1968, p. 164—172, 11 fig., 6 ref. bibl.

Se studiază regimul subarmonic ce se poate stabili într-un circuit cu rezistență, condensator și inductanță saturată montate în serie, supuse unei tensiuni alternative sinusoidale de amplitudine reglabilă. Se descrie o metodă de calcul a subarmonicilor în regim permanent și tranzitoriu.

După discutarea montajului pentru studiul condițiilor inițiale se descrie fenomenul și se dau diagramele de variație a tensiunii și curentului în regim de ferorezonanță și în regim subarmonic.

Dezvoltarea paragrafului privind domeniul de amorsare a regimului subarmonic se face atît pe cale grafică, cît și analitică. Se indică atît principiul metodei folosite, cît și relațiile de calcul. Aplicațiile se fac în special pentru regimul subarmonic de ordinul trei. Calculele sînt efectuate cu mașini electronice numerice și analogice, iar rezultatele sînt comparabile în limita erorilor practic neglijabile. În cazul regimului tranzitoriu se dau oscilogramele și se indică domeniul de amorsare a subarmonicilor de ordinul trei.

A. C.

Z 621.3.066.6

Chabrerie, I. P., Fournet, G. și Mailfert, A. **Studiul unui model de contact prin metale lichide într-o mașină homopolară** (Étude d'un mode de contact par métaux liquides dans une machine homopolaire). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 3, 1968, p. 279—287, 7 fig., 6 ref. bibl.

Se studiază tipurile de contacte prin metale lichide care se aplică în cazul mașinilor homopolare. Se stabilesc relațiile generale ale diverselor mărimi electrice și expresiile pentru determinarea vitezelor vinelor de lichid. Se fac considerații legate de calculul pierderilor în coloanele de metal lichid care formează contactele din mașinile homopolare.

După prezentarea pe scurt a problemei și a stadiului cercetării se fac considerații asupra următoarelor aspecte :

a) căutarea unui model de tip generator : b) stabilirea regimurilor de funcționare, luîndu-se în considerare ipotezele pentru determinarea relațiilor principalelor mărimi care intervin ; c) calculul puterii disipate în coloanele de lichid care formează contactele electrice.

Considerațiile teoretice și practice s-au referit la un generator liniar, dar rezultatele se pot aplica într-o primă aproximație și la o mașină rotativă cu discuri multiple.

Relațiile stabilite se referă la expresiile cîmpului și potențialului electric, în cazul cînd mașina merge în gol și cînd debitează pe o sarcină dată. Se stabilesc expresiile densității de curent în coloanele de lichid care formează contactele electrice și se arată modul lor de variație pentru diverse regimuri de funcționare a unui generator electric.

A. C.

CZ 621.313 *Mașini electrice*

CZ 621.313.2.047.2 ; 537.311.1

Gudefin, E. **Mașini cu comutație electronică** (Les machines à commutation electronique). In : Revue Générale de L'Électricité, tom. **77**, nr. 1, 1968, p. 19—26.

Se determină dispoziția elementelor conexiunii între sursă și înfășurările unei mașini cu comutație electronică, plecînd de la studiul legăturilor unei mașini clasice. Se fac considerații asupra mașinilor sincrone și asincrone cu comutație ideală și se evidențiază principalele proprietăți ca aplicații ale conversiunii directe a energiei electromecanice. Se compară comutația mecanică cu cea electronică, luîndu-se în discuție diverse tipuri de mașini. Este de subliniat faptul că plecînd de la cazuri concrete se ajunge la generalizarea modului de realizare a legăturilor dintre sursă și înfășurări. Pentru mașinile sincrone bipolare se dau expresiile cuplului tensiunii electromotoare. Pentru mașinile asincrone se scriu ecuațiile de funcționare și se dau expresiile cuplului și a tensiunii contraelectromotoare. Se indică, de asemenea, caracteristica cuplu-viteză pentru valori ridicate și coborîte ale rezistenței statorice. Se fac apoi considerații asupra mașinilor electrice cu comutație reală. Astfel, se studiază înfășurările, elementele de bază ale circuitului de comutație și se scot în evidență aspectele fizice ale fenomenului de comutație. În concluzie, se subliniază avantajele comutației electronice și aplicațiile practice ale noilor tipuri de mașini.

A. C.

CZ 621.313.333.025.1 ; 621.319.4

Abdel-Hamid, M. N. **Motorul de inducție monofazat cu statorul trifazat cu demaraj prin condensator** (Moteur à induction monophasé à stator triphasé à démarrage par condensateur). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 2, 1968, p. 217—228, 17 fig., 2 anexe, 12 ref. bibl.

Se studiază caracteristicile de pornire a motoarelor de inducție demarate prin condensator în cazul echipării statorului cu o înfășurare trifazată. Condensatorul poate fi cuplat după schema clasică sau folosindu-se cuplajul cu faza inversată.

Primul tip de cuplaj se folosește în cele mai frecvente cazuri, pe cînd ultimul tip se utilizează în special cînd se cere un cuplu mare la demaraj. Cuplajul cu faza inversată implică și dispozitive de filtrare a armonicilor homopolare în perioada de demaraj.

Se prezintă schemele utilizate și se precizează mărimea elementelor care intervin în structura montajelor. Prezentarea metodelor de analiză se face precizîndu-se ipotezele de calcul, și anume : înfășurările statorice ale motorului monofazat

simetrice; tensiunea aplicată sinusoidală; saturația se neglijează. Înfășurările statorice sînt cuplate în stea, dar se pot cupla și în triunghi. Se determină un condensator adecvat pentru un demaraj optim. Se arată avantajele noului sistem de demaraj studiat.

A. C.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice*

CZ 621.314.25 : 621.314.63

Koulinitch, V. A. **Sisteme statice pentru conversiunea numărului de faze** (Systèmes statiques de conversion du nombre de phases). In: Revue Général de L'Électricité, tom. **77**, nr. 1, 1968, p. 101—108, 15 fig., 13 ref. bibl.

Se examinează diferite sisteme de conversiune statică care înlesnesc trecerea de la monofazat la bifazat sau trifazat și viceversa. Se insistă îndeosebi asupra dispozitivelor ce conțin reactanțe saturate cu echilibrarea automată a fazelor. Se analizează deformarea curbelor de tensiune și curent și se indică principalele caracteristici constructive și de exploatare ale convertizoarelor industriale monotrifazate cu o putere de pînă la 20 kVA.

Principale probleme tratate se referă la: sistemele statice pentru conversiunea fazelor; la convertizoare statice pentru tensiune și transformarea ei din monofazat în polifazat; la echipamentul static destinat echilibrării sistemului polifazat; la folosirea în circuitele dispozitivelor statice a bobinelor de reactanță saturate; la caracteristicile de frecvență ale convertizoarelor statice și la stabilizarea automată a simetriei sistemelor polifazate.

La fiecare paragraf se prezintă schema circuitului electric și se fac considerații practice privind adoptarea reactanțelor și capacităților din schemele discutate. Se indică relațiile de calcul pentru puterea reactivă necesară simetrizării și se trasează curbele de variație ale gradelor de nesimetrie în curent și tensiune, indicîndu-se metodele de simetrizare a sarcinilor.

A. C.

CZ 621.314.6 : 621.316.1

Séguier, G. **Compararea generală a montajelor redresoare. Aplicație la montaje alimentate de o rețea trifazată.** (Comparaison générale des montages redresseurs. Application aux montages alimentés par un réseau triphasé). În: Revue Générale de l'Électricité, tom. **76**, nr. 12, 1967, p. 1 471—1 488, 6 fig., 5 ref. bibl.

Trei procedee permit redresarea tensiunii alternative, și anume: comutația paralelă, comutația paralelă dublă și comutația serie. Înlocuind redresorii cu vapori de mercur prin diode cu siliciu se obțin ultimele două procedee mai interesante ca primul considerat clasic. În prima parte a articolului se fac o serie de considerații asupra a trei tipuri de montaje și se scot în evidență cauzele căderilor de tensiune în regim normal și în regim de scurtcircuit.

Partea a doua este consacrată comparării diverselor montaje alimentate printr-o rețea trifazată și determinării domeniului de aplicație a celui mai indicat montaj pentru alimentarea unor receptoare.

Se dau schemele montajelor comparate și se arată curbele de variație a tensiunilor înainte și după redresare. Se mai fac considerații și asupra unor scheme folosite pentru determinarea curenților de scurtcircuit. La concluzii se arată avantajele și dezavantajele schemelor redresoare folosite în comparația făcută și se dau o serie de indicații practice privind folosirea schemelor redresoare în diverse cazuri.

A. C.

CZ 621.314.63 : 621.316.93

Bekink, J. **Protecția elementelor semiconductoare în cazul de scurtcircuit intern într-un redresor de mare putere** (Protection des éléments semiconducteurs en cas de court-circuit interne dans un redresseurs de grande puissance). În: Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 2, 1968, p. 213—216, 4 fig., 1 ref. bibl.

Se examinează mai întîi diferite mijloace de protecție a semiconductoarelor care se folosesc în schema redresoarelor de mare putere în cazul unui scurtcircuit extern, pe de o parte, și pentru scurtcircuite interne, pe de altă parte. Se trece apoi la comentarea schemelor de protecție individuală prin fuzibile și a protecției grupurilor de semiconductoare montate în paralel. Se indică parametrii fuzibilelor ce asigură o protecție adecvată.

Se propun reguli de încercare și de normalizare a siguranțelor fuzibile.

Relațiile de calcul sînt însoțite de o serie de scheme de principiu care arată cum se pot obține mărimile caracteristice ale siguranțelor. Totodată se reproduc unele scheme ale redresoarelor de putere, arătîndu-se locul exact unde are loc scurtcircuitul.

Oscilogramele obținute experimental arată timpul de întrerupere cuprins între 7 și 11 milisecunde. Se arată condițiile în care au avut loc experimentările și se comentează atît schema folosită, cît și rezultatele obținute.

A. C.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Linii. Conductoare. Materiale izolante*

CZ 621.315.626—71.001.2

Donadieu, L. și Dammann, C. **Studiul traversărilor de curent prin incinte criogenice** (Étude des traversées de courant pour enceinte cryogénique). În: Revue Générale de l'Electricité, tom. **77**, nr. 2, 1968, p. 193—203, 8 fig., 4 anexe, 25 ref. bibl.

Se fac considerații privind traversările de curent în cazul răcirii incintelor cu ajutorul unui gaz ascendent. Se ajunge la determinarea lungimii caracteristice a traversării în funcție de parametrii sistemului. Se arată cum pot fi micșorate pierderile și se precizează că alura scăderii lor este exponențială pentru fante criogene în raport cu cele clasice. Se examinează modul de optimizare a procesului, astfel încît pierderile de putere să fie minime. Se arată că pentru răcirea cu heliu pînă la temperatura de 4,2°K, pierderile globale sînt de $0{,}64 \cdot 10^{-3}$ W/A, apropiate de cele rezultate din calcul.

După încadrarea problemei se expun bazele de calcul și se scot în evidență relațiile pentru determinarea pierderilor. Determinarea optimului teoretic se stabilește comparîndu-se șase tipuri de fante din cupru și aluminiu rafinat și suprarafinat, răcite cu heliu, hidrogen și azot. Se trasează diagramele de variație a pierderilor electrice pentru traversări de curent de 12 000 A. Se indică pe un grafic variația secțiunii incintei criogenice, în funcție de intensitatea curentului, pentru diverse materiale folosite la experimentări.

A. C.

CZ 621.316 *Deschiderea și închiderea circuitelor. Întrerupătoare. Separatoare*

CZ 621.316.53

Metzger, F. **Contactor electromagnetic cu o lungă durată de serviciu** (Elektromagnetische Schütze hoher Lebensdauer). În: ETZ-B, nr. 1, 1968, p. 1—4, 3 fig., 1 grafic.

În lucrare se arată ce trebuie avut în vedere la alegerea sistemului și a materialelor, necesare pentru contactoarele moderne utilizate în instalațiile de fabricat în serie, care cer un număr ridicat de manevre în unitatea de timp, precum și

o îndelungată durată de serviciu. Se dau indicaţii asupra măsurilor de luat în cazul uzurii uneltelor, în sensul ca toleranţele admise, pentru părţile esenţiale ale instalaţiilor, să fie respectate. Se insistă asupra probelor individuale ale contactoarelor, astfel ca să fie respectată o calitate constantă în fabricaţia acestora.

În fabricaţia modernă în serie se cer de multe ori contactoare pînă la 5 000 de manevre pe oră. Pentru această cifră se recurge la tiristoare (elemente de comandă fără contact). Contactoarele trebuind să corespundă duratei de serviciu a maşinilor pe care le deservesc, trebuie să reziste uneori la 50 de milioane de manevre. La fabrica contactoarelor se execută o probă mecanică (fără sarcină electrică)şi o altă probă sub sarcină. Urmează o serie de recomandări constructive privind executarea contactoarelor : evitarea legăturilor flexibile, utilizarea poliamidelor la lagăre, sistemul de labirint la separarea prafurilor, înlocuirea argintului la suprafeţele de contact, amortizarea loviturii magneţilor, stingerea arcului de întrerupere (comparaţia aerului cu uleiul), evitarea surplusurilor de energie la acţionările magnetice, respectiv adaptarea puterii magneţilor la cerinţele de forţă, tabele recomandate pentru confecţionarea magneţilor, menţinerea constantă a caracteristicilor arcurilor pe toată durata de serviciu a contactoarelor şi durabilitatea bobinelor.

În scopurile arătate trebuie revizuite şi puse la punct şi maşinile care servesc la producerea acestor contactoare, precum şi controlul, imediat după fabricaţie a materialelor componente, care după ieşirea din prese se contractă prin răcire (duroplastele şi poliamidele). Articolul se încheie prin cîteva indicaţii practice (calitatea tolelor magneţilor) privind montajul şi încercarea contactoarelor fabricate.

Gh. C.

CZ 621. 317 *Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.3 : 621.355

H o s e m a n n, P. **Măsurări la acumulatoare cu plumb în cazul încărcării de întreţinere cu tensiune constantă** (Messungen an Bleiakkumulatoren bei Erhaltungsladung mit konstanter Spannung). În : ETZ-B, nr. 1, 1968, p. 5—8, 2 grafice.

La încercările de încărcare cu scopul menţinerii tensiunii iniţiale ale acumulatoarelor cu plumb s-a constatat că, cu toate că tensiunea la bornele de ieşire ale dispozitivului de încărcat este constantă şi cu toate că densitatea acidului este aceeaşi în toate celulele, tensiunile celulelor unei baterii pot fi foarte diferite una de alta. Ţinînd seamă de acest lucru şi de prescripţiile VDE, după care la încărcarea de întreţinere cu tensiune constantă tensiunea unei celule trebuie să fie 2,20—2,25 V, se examinează ce tensiune trebuie să aibă dispozitivul de încărcare şi ce condiţii se pun menţinerii constante a acestei tensiuni. Aceste acumulatoare, în stare de repaus, pierd prin autodescărcare din capacitate, au tendinţa spre sulfatare. Tensiunea de menţinere produce un curent de încărcare, care — spre a nu avaria acumulatorul — trebuie să varieze în anumite limite (2,20—2,25 V de celulă). Se trece apoi la sistemele de control (de măsură) a celor arătate.

După eliminarea mai multor metode de măsură se ajunge la măsurarea tensiunii celulelor cu ajutorul voltmetrului digital cu lămpi Hewlett-Packard, insistîndu-se asupra amănuntelor măsurărilor. Sînt indicate apoi sursele (baterii şi automate) de încărcare, reprezentîndu-se în două tabele rezultatele după încărcări cu durata de 1 şi 7 săptămîni. În două grafice sînt arătate apoi : variaţia tensiunii de la borne şi tensiunii celulelor în funcţie de timp ; frecvenţa variaţiei în funcţie de valoarea medie a tensiunii celulelor.

Explicîndu-se concluziile trase din grafice se recomandă, de exemplu, ca sub tensiune constantă să nu fie înţeleasă tensiunea celulelor, ci tensiunea de la bornele dispozitivului de încărcat, care — la rîndul ei — să îndeplinească condiţia ca tensiunea celulelor să nu depăşească în sus sau în jos valorile limită de 2,20—2,25 V. Se fac apoi recomandări în privinţa întreţinerii bateriilor (verificarea densităţii acidului, măsurarea capacităţii etc.).

Gh. C.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Bobine. Relee*

CZ 621.318.4.045 : 621.315.5 : 669.717 — 418

L i c h e r, H. F. **Bobine din folii de aluminiu anodizat** (Bandspulen aus anodisierter Aluminiumfolie). În : ETZ-B, nr. 1, 1968, p. 8—10, 5 fig.

Datorită greutăţii specifice reduse a aluminiului şi posibilităţii ca prin eloxare să se producă pe suprafaţa sa un strat de oxid subţire, izolant, cu rezistenţă mecanică şi termică, foliile de aluminu cuceresc tot mai mult teren la înfăşurarea bobinelor. Avînd un coeficient de umplere favorabil, bobinele de aluminiu nu sînt mult mai voluminoase decît cele de cupru cu aceeaşi rezistenţă electrică iar preţul redus (faţă de cel al cuprului) reprezintă un avantaj în plus. Se dă exemplul unei bobine electromagnetice din moderatorul unui reactor, unde din cauza temperaturii (250—270°C) cuprul nici nu ar putea fi utilizat. Apoi la cupru există pericolul (inclusiv consecinţele) unei străpungeri între două spire suprapuse. Stratul de oxid produs pe cale anodică se topeşte la 2 000°C, deci un mare avantaj faţă de lacuri şi alţi izolanţi. Acest strat de 2—5 μm grosime nu este străpuns de tensiuni de 150—200 V, are conductibilitate termică bună şi favorizează răcirea prin lipsa golurilor de aer de la cupru. Un alt avantaj al acestor folii este rezistenţa lor la coroziune (la uleiurile care conţin acizi şi la apa de mare !).

În privinţa cazurilor unde putem înlocui cuprul cu aluminiu trebuie ţinut seamă de următoarele : aluminiul are o conductibilitate mai mică decît cuprul (raportul este egal cu 1,61), deci volumul înfăşurării creşte, pe de altă parte factorul de umplere este la foliile de aluminiu 85—99,5 %, iar la spirele de cupru, între 25 şi 65 %. Apoi, ţinînd seamă de greutăţile specifice, reiese că la aceeaşi rezistenţă electrică o bobină de aluminiu este cu 50 % mai uşoară decît una de cupru.

Faţă de cele arătate s-a trecut în multe cazuri la utilizarea foliilor de aluminiu : transformatoare de reţea sau de sudură ; bobine de self ; înfăşurări la cuptoarele de topit prin inducţie. Bobinele de aluminiu pentru curent continuu se folosesc pentru magneţii de ridicat sarcini, cuplaje magnetice, instrumente de măsură etc.

Articolul se încheie cu indicaţii constructive ale înfăşurărilor cu folii de aluminiu, care deocamdată se fabrică în grosimi de 0,025 — 1 mm şi în lăţimi de 5—500 mm.

Gh. C.

CZ 621.327 *Lămpi electrice*

CZ 621.327.42

D a m e l i n c o u r t, J. J. şi E s c a u t, B. **Influenţa temperaturii şi frecvenţei asupra funcţionării unui tub fluorescent** (Influence de la température et de la fréquence sur la fonctionnement d'un tube fluorescent). În : Revue Générale de l'Électricité, tom **76**, nr. 12, 1967, p. 1 497—1 504, 11 fig., 17 ref. bibl.

După unele consideraţii generale privind modul de funcţionare a unui tub fluorescent se examinează influenţa presiunii vaporilor de mercur cînd frecvenţa de alimentare creşte pînă la 20 000 Hz. Se mai studiază diverse caracteristici ale tuburilor, şi, în special, tensiunea de arc şi iluminarea.

Se fac consideraţii asupra caracteristicilor de descărcare pentru diverse frecvenţe ale curentului de alimentare şi pentru o serie de elemente din circuitul electric al lămpii. Se reprezintă grafic variaţia tensiunii de alimentare cu temperatura pentru diverse frecvenţe. Se dau o serie de curbe care arată modul de schimbare a tensiunii la diverse frecvenţe temperaturi diferite, în cazul unui curent de alimentare de 400 mA.

Experienţele efectuate se încheie cu indicarea modului de variaţie a iluminării, în cazul puterii constante, în funcţie de frecvenţă. Se fac consideraţii şi asupra fenomenului anodic. Se arată că emisia luminescentă maximă este de aproximativ 40°C, iar tensiunea maximă, în jurul temperaturii de 30°C

A.C.

SOMMAIRE

CD 621.3.018.44 :538.542 :620.19

Andreescu, N. : **La déformation du champ électrique causée par les fissures existand dans un conducteur massif qui se trouve en un régime électro-cinétique stationnaire. Applications dans la défectoscopie non-destructive.**

Electrotehnica **16**, no. 8, août 1968, p. 285–293

Prenant comme point de départ les nécessités de la défectoscopie non-destructive basée sur les propriétés électroconductrices des matériaux, on fait le calcul de la perturbation produite par une fissure plane, de forme circulaire, dans un conducteur.

CD 621.317.42 :538.632 :621.313.1.042.1

Lăzăroiu, D.F. et *Ştaiher S.* : **Contribution à la détermination du champ magnétique formé dans l'entrefer des machines électriques.**

Electrotehnica **16**, no. 8, aout 1968, p. 294–301

On propose une méthode originale pour la détermination du champ magnétique formé dans l'entrefer des machines électriques, méthode ayant un caractère mixte : expérimental et de calcul numérique. A cet effet il est nécessaire de mesurer le champ magnétique à l'aide d'une sonde Hall, utilisant un compteur judicieusement choisi et de déterminer — par la méthode des différences finies — la distribution du champ magnétique dans le domaine se trouvant à l'intérieur du contour. On utilise pour le calcul numérique la métode de la relaxation et on donne comme exemple le cas d'un moteur de courant continu à entrefer axial et à circuits imprimés. Les résultats obtenus par cette méthode sont comparés à ceux obtenus par le solution au moyen d'un calculateur numérique qui résout un système d'équations algébriques à 65 inconnues.

CD 621.313.333.2.045.13.001.2

Nicolescu, E. : **L'élaboration des projets pour les moteurs asynchrones ayant le roteur en court-circuit, à barres hautes, projets basés aur les caractéristiques de démarrage imposées.**

Electrotehnica **16**, no. 8, aout 1968, p. 302–305

On présente une méthodique complète pour l'élaboration des projets de moteurs asynchrones à roteur en court-circuit, à barres hautes. On arrive à la conclusion que ce qui est important pour la réalisation de certaines caractéristiques de démarrage c'est la largeur de l'encoche du roteur et la largeur de la barre de la cage, la hauteur de la barre de la cage du roteur lorsqu'elle a des valeurs qui dépassent une certaine limite, pour que celles-ci n'influencent pas les caractéristiques du démarrage.

CD 621.2.048.1 :551.5

Kemény, R.: **L'étude des conducteurs de bobinage et des vernis à impregner par rapport aux conditions spéciales du climat**

Electrotehnica **16**, no. 8, aout 1968, p. 306–310

Dans cet article on traîte le problème du comportement — dans des mileux climatiques spéciaux — des conducteurs de bobinage émaillés et des vernis à impregner utilisés couramment dans l'industrie electrotechnique de notre pays.

CD 621.316–926.2/3.027.25

Pesici, M. : **Le critère de sélectivité des coupe-circuits de basse tension.**

Electrotehnica **16**, no. 8, aout 1968, p. 311–315

On montre les avantages du point de vue de la sélectivité et de l'effet limitatif offerts par les coupe-circuits fusibles à grande puissance de rupture, utilisés pour la protection des distributions électriques de basse tension. Après une description sommaire du fonctionnement des coupe-circuits on présente les calculs pour la détermination de la section minimale de l'élément fusible en rapport avec la durée du pré-arc préalablement déterminée pour les courants intenses de court-circuit.

CD 621.317.42.015.11 :538.632

De Sabata, I. et *Lăpuşan, V.* : **Considérations concernant la tensions des traducteurs Hall et de la résistance électrique des traducteurs magnéto-résistifs.**

Electrtehnica **16**, no. 8, aout 1968, p. 315–330

On démontre que le rapport entre la tension existent entre deux points d'une plaque semiconducttrice placée en travers d'un champ magétique homogène et invariable et le courant qui traverse cette plaque représente une va eur indépendente de la tension et du courant.

CONTENTS

DC 621.3.018.44 :538.542 :620.19

Andreescu, N. : **The deformation of the electric field due to the fissures existing in a massive conductor in stationary electrokinetic regime. Applications to the non-destructive defectoscopy**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p 285–293

Stanring from the requirements of the non-destructive defectoscopy based on the electroconductive properties of the materials, the author calculated the disturbance produced by a plane fissure of a circular shape in a homogenous conductor situated in electrokinetic regime.

DC 621.317.42 :538.632 :621.313.1.042

Lăzăroiu, D. F. and *Ştaiher, S.* : **A contribution to the determination of the magnetic field in the air gap of electric machines.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 294–301

An original method of determinig the magnetic field in the air gap of electric machines is suggested. The method is based on experimental and numerical calculus elements. It is necessary to measure the magnetic field by means of a Hall sound on a properly chosen contour and then to determine, the distribution of the magnetic field in the area involved by means of the finished difference method. The relaxation method was used for the numerical calculus and its use was illustrated with the case of a c.c. engine with axial air gap and printed circuits. The results obstained by this method are compared wirh those obtained by solving by means of digital computers a system of algebric equations with 65 unknown quantities.

DC 621.313.333.2.045.13.001.2

Nicolescu, E. : **The designing of asynchronous motors with short-circuited rotors with high bars starting from the imposed starting characteristics.**

Electrotehnica, **16**, nr. 8, august 1968, p. 302–305

A complete analytical method of designing the asynchronous motors with short-circuited rotors with high bars is presented . The conclusion is reached that important in obtaining some starting characteristics are the width of the rotoric slots and the width of the cage bar. Howener, the height of the rotoric cage bar when exceeding a certain limit does not affect the starting characteristics.

DC 621.3.048.1 :551.5

Kemény, R. : **Studying the winding conductors and the impregnation lacquers for peculiar climatic conditions.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 306–310

The paper discusses the behaviour in peculiar climatic conditions of the enamelled winding conductors and impregnation lacquers currently used in the electrotechnical industry of this country.

DC 621.316–926.2/3.027.25

Pesici, M. : **The selectivity criterium in low-voltage cut-outs.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968 p. 311–315

The advantages of fusible cut-outs with high breaking capacity used for the protection of low-voltage electric distributions as concerns the selectivity and the limiting effect are pointed out. After briefly describing the working of cut-outs, the author presents the calculus used to determine the minimum section of the fusible element as related with the predetermined preare time for intense short-circuit currents.

DC 621.317.42.015.11 :538.632

De Sabata, I. and *Lăpuşan, V.* : **Some considerations concerning the voltage of Hall transducers and the electric resistance of magnetoresistive transducers.**

Electrotehnica **16**, nr. 8, august 1968, p. 315–320

It is demonstrated that the ratio between the voltage between two points of a semi-conductor plate located transversally in an homogenous and inveriable magnetic field and the current passing through the plate is a magnitude not depending on voltage and current.

REVIEWS & REPORTS

CREȘTEȚI PRODUCTIVITATEA • SCĂDEȚI CHELTUIELILE

Aceste sarcini se îndeplinesc cu precădere prin procedeul de sudare cu putere mare. Pentru sudarea electrică cu gaz de protecție este indicată instalația prevăzută cu aparatul de sudat Kjellberg tip MSH I-M, care asigură o mare productivitate fiind un tip universal care satisface cele mai pretențioase cerințe. Împreună cu șase capete de sudat, cu care este prevăzut aparatul, se asigură acestuia un domeniu larg de utilizare. Se poate astfel întrebuința pentru sudarea MIG, sudarea CO_2-SG, sudarea manuală UP și pentru metalizarea prin pulverizare cu arc.
Informați-vă deci asupra aparatelor Kjellberg de sudură cu gaz de protecție.

Cei interesați se pot adresa la :

Kjellberg **ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG**
DDR — 798 FINSTERWALDE
Deutsche Demokratische Republik

Exportator:

Întreprinderea de Comerț Exterior Elektrotechnik DDR 104 Berlin — Republica Democrată Germană

---

kabelmetal
HACKETHAL OKD Elmore's NEUMEYER

CABLURI DE CURENȚI TARI
Pentru înaltă și joasă tensiune
Pentru alimentarea cu energie în industrii, mine, extracții de petrol, șantiere navale

CABLURI ȘI CONDUCTOARE PENTRU TELECOMUNICAȚII
De toate felurile (de exemplu,
Cabluri pentru frecvențe purtătoare
Cabluri pentru conducte de petrol, cablu cu manta ondulată)
Pentru industrie, poștă și căi ferate

CABLURI DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ
Cabluri — Flexwell, cabluri Cellflex/Comflex
Conductoare tubulare, conductoare speciale de înaltă frecvență/joasă frecvență

PRODUSE SPECIALE
Sîrme emailate și de bobinaj, cabluri pentru autovehicule
Conductoare de izolație de silicon

Cereți prospecte speciale!

EXPORT ELEKTRO HANNOVER
Kabel- und Metallwerke
Gutehoffnungshütte Aktiengesellschaft
R. F. a GERMANIEI POSTFACH 260

PROGRAM DE PRODUCŢIE

1 Elemente KANTHAL® SUPER

Siliciură de molibden
1700° C temperaturi de element

2 Aliaje pentru conductoare de încălzire KANTHAL

(fier-crom-aluminiu-cobalt)

KANTHAL A-1	1375°C temperatură de element
KANTHAL A	1350°C temperatură de element
KANTHAL DSD	1280°C temperatură de element
KANTHAL DSI	1150°C temperatură de element

3 Aliaje pentru conductoare de încălzire NIKROTHAL®

(nichel-crom şi nichel-crom-fier)

NIKROTHAL 80	1200°C temperatură de element
NIKROTHAL 70	1250°C temperatură de element
NIKROTHAL 60	1125°C temperatură de element
NIKROTHAL 50	1125°C temperatură de element
NIKROTHAL 40	1100°C temperatură de element
NIKROTHAL 20	1050°C temperatură de element

4 Material pentu rezistenţe electrice de precizie NIKROTHAL LX

5 Material pentru rezistenţe electrice ALKROTHAL®

(fier-crom-aluminiu)

6 Elemente de încălzire gata de montat în construcţia de cuptoare, elemente pentru reostate de pornire şi frînare pentru locomotive electrice şi troleibuze, ascensoare, macarale, iluminaţie scenică etc.

7 Console pentru susţinerea elementelor în construcţii de cuptoare

8 Bimetale cu diferite compoziţii şi dimensiuni

9 Thermo-KANTHAL, sîrme pentru termoelemente

10 Tuburi protectoare pirometrice KANTHAL

11 Tuburi NIKROTHAL pentru construcţia de elemente tubulare pentru încălzire în aparate industriale şi casnice

12 Instalaţii KANTHAL-Oakley pentru construcţia de radiatoare tubulare şi elementare aferente de încălzire

MAŞINI DE BOBINAT COMPLET AUTOMATIZATE
MAŞINI DE UMPLERE (două tipuri)
LAMINOARE DE REDUCŢIE (două tipuri)
INSTALAŢII DE ÎNCĂRCARE PENTRU LAMINOARE DE REDUCŢIE
DISPOZITIVE DE DEPANAT PENTRU BOBINE MARI (două tipuri)
INSTALAŢII DE SUDAT ŢEVI

Expunem la expoziţia industrială suedeză care se va deschide la Bucureşti între 8 şi 16 octombrie 1968

AB KANTHAL
HALLSTAHAMMER Telefon 0220/1160(
Telex: 4744

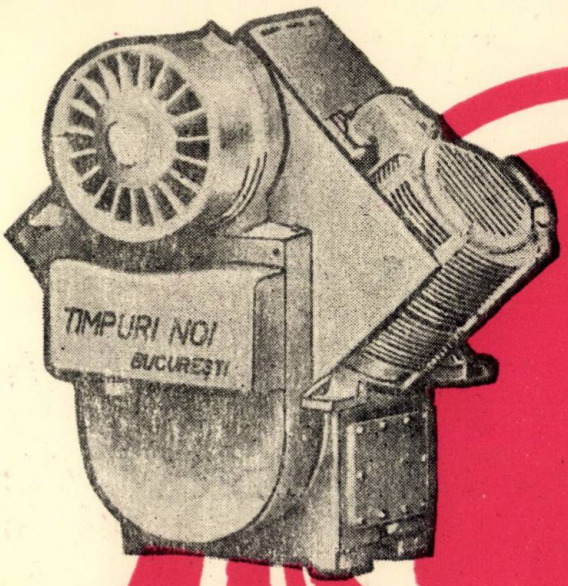
UZINA DE MOTOARE ȘI COMPRESOARE

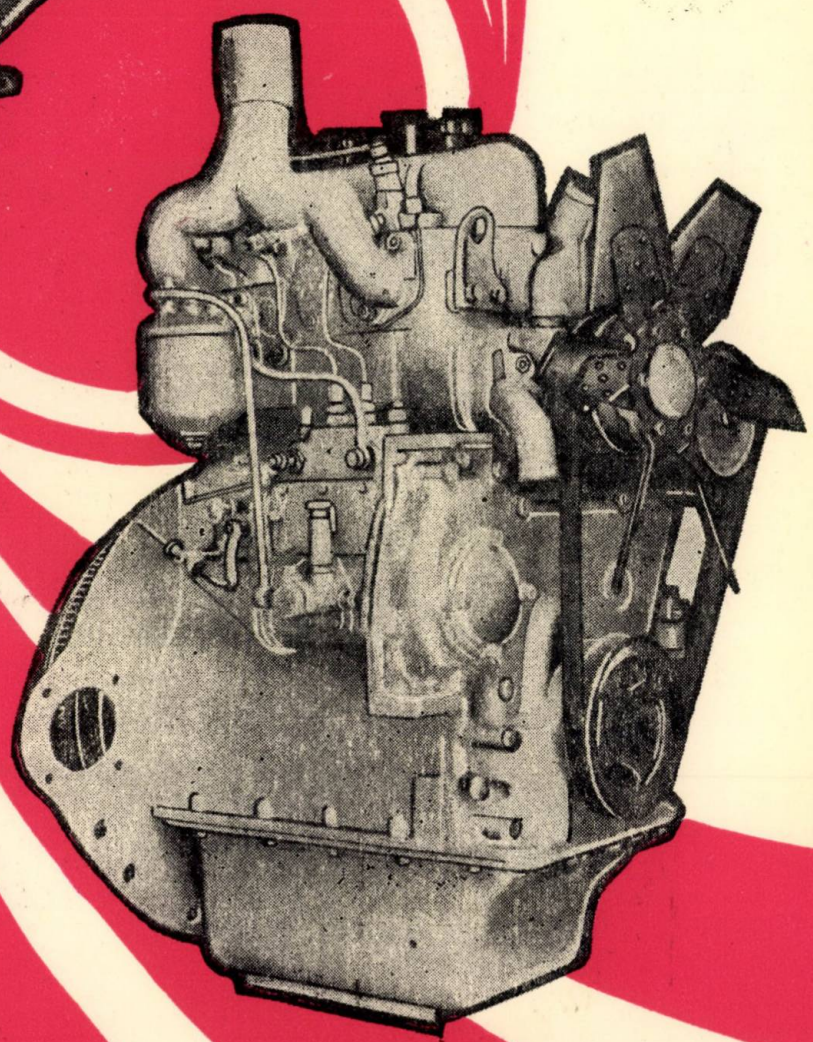
TIMPURI NOI

BUCUREȘTI

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

IN ȚARĂ ȘI STRĂINĂTATE





Motoare Diesel cu puteri pînă la 100 CP pentru :

- Utilaje de construcții
- Utilaje pentru agricultură
- Pompe de uz general și speciale
- Generatoare de c.a. și c.c.
- Motocare și motoridicătoare
- Ambarcațiuni
- Utilaje pentru silvicultură

Compresoare de aer cu piston, cu debite pînă la 10 m^3/min și presiuni 4 ÷ 14 kgf/cm^2 pentru :

- Locomotive
- Instalații petroliere
- Excavatoare
- Automatizări
- Troleibuze
- Șantiere
- Garaje
- Vopsitorii

Pentru rezolvarea problemelor dv. privind antrenarea cu motoare Diesel industriale și utilizarea compresoarelor de aer cu piston

CONSULTAȚI SPECIALIȘTII UZINEI „TIMPURI NOI“

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

DEC 2 8

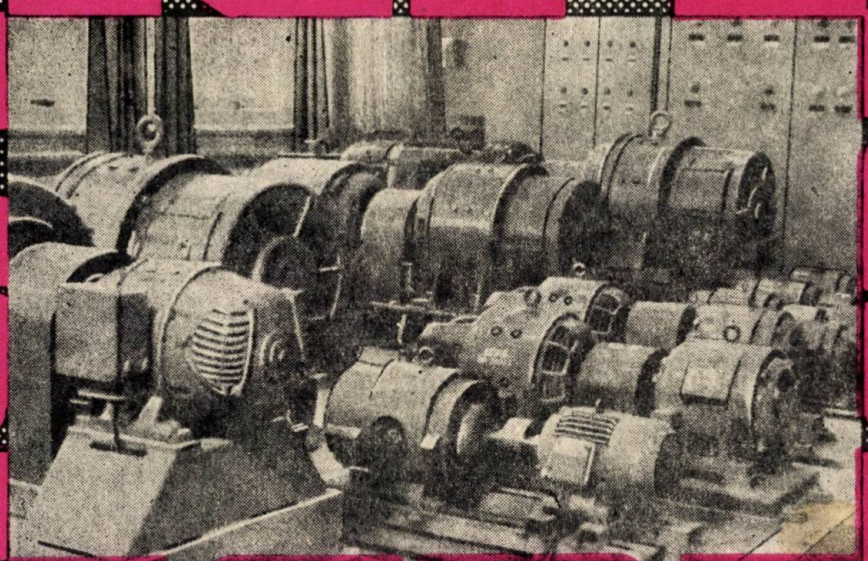
Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique

ICPE



ICPE

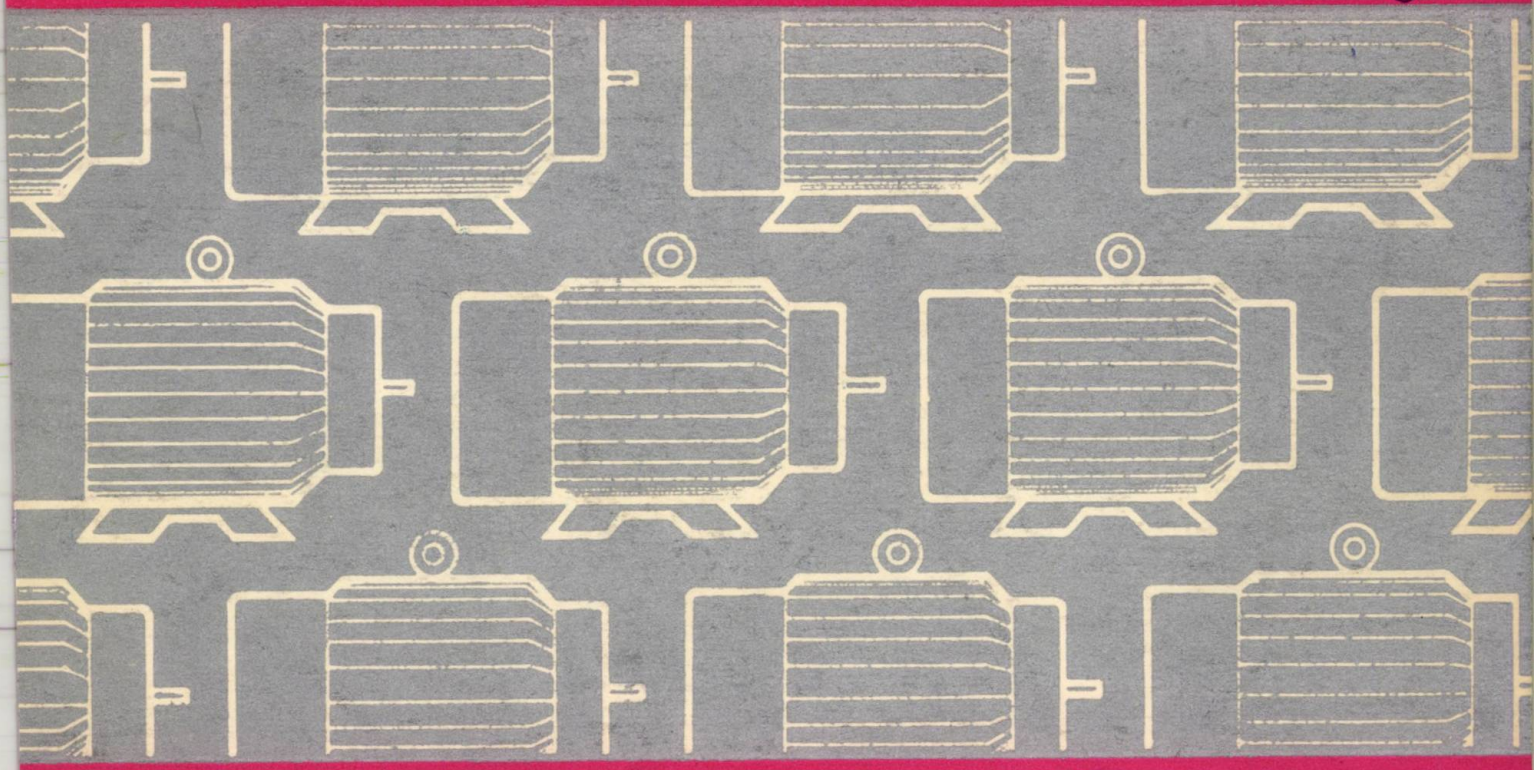
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA

REFERATIVA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 16 • Nr. 9 • SEPTEMBRIE 1968

9

UZINELE CRAIOVA

ELECTROPUTERE

Uzinele Elecrroputere Craiova execută la comandă produse care satisfac cele mai pretenţioase condiţii impuse de exploatare, avînd performanţe la nivelul celor mai moderne echipamente electrice pe plan mondial.

Pentru amănunte, cereţi uzinei cataloagele în care se pot găsi indicaţii pentru caracteristici tehnice, preţul şi condiţii de livrare.

E 2040

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

ELECTROTEHNICA

Anul 16 nr. 9, pag. 325 — 360 septembrie 1968

CUPRINS

CZ 621.3.022.011

Hortopan, G. : **Din tehnica întreruperii curenților intenși.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 325–333

Într-o lucrare de sinteză se prezintă aspectele principale ale tehnicii întreruperii în aparatele cu comutație mecanică și deci în care se dezvoltă arcul electric. Se expun condițiile calitative și cantitative ale întreruperii arcului electric în contingențe cu tensiunea de restabilire, tensiunea arcului și constanta de timp a arcului electric. Se arată rolul proprietăților termice ale gazului în care arde arcul electric privind valoarea constantei de timp. În final se prezintă aspectele interacțiunii între rețea și arcul electric din aparatele de comutație, ca și rolul ejecției de plasmă la stingerea arcului electric.

CZ 621.313.222–523,2 :621.314.63.025.1

Micu, E. : **Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat monofazat.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 334–340

În ipoteza neglijării comutației redresorului se calculează limitele domeniului de comandă a tiristoarelor pentru ca motorul de curent ondulat să funcționeze cu curent întrerupt, în schema de redresare-punte comandată și în schema-punte semicomandată. În continuare se calculează caracteristicile mecanice ale motorului pentru cele două scheme de redresare și se fac aprecieri asupra gradului de utilizare a impulsului motorului.

CZ 621.375.3.001.25

Crăciunescu, A. : **Calculul amplificatorului magnetic cu reacție internă și sarcină liniară pasivă.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 340–345

Se prezintă o metodică grafoanalitică de proiectare a amplificatorului magnetic în care se ține seamă de forma nesinusoidală a curenților din înfășurări, precum și de valoarea finită a rezistenței inverse a redresoarelor.

CZ 621.316.717.018.44 :621.313.333.1.072.1

Atanasiu, G. : **Reostat autoreglabil pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 345–350

Se prezintă analiza teoretică și elaborarea metodicii de proiectare a unui reostat autoreglabil bazat pe efectul curenților turbionari în fier masiv, utilizat la pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat.

CZ 621.314.223.027.8 :621.3.015.34.001.47

Mathé, B. : **Studiul repartiției tensiunii de impuls pe înfășurările serie-paralel ale autotransformatoarelor.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 351–356

Se expun rezultatele cercetărilor teoretice și experimentale (pe model analogic și electromagnetic) privind particularitățile fenomenului tranzitoriu de impuls în autotransformatoarele de înaltă tensiune, cu intrarea în mijlocul înfășurării.

RECENZII 357–358

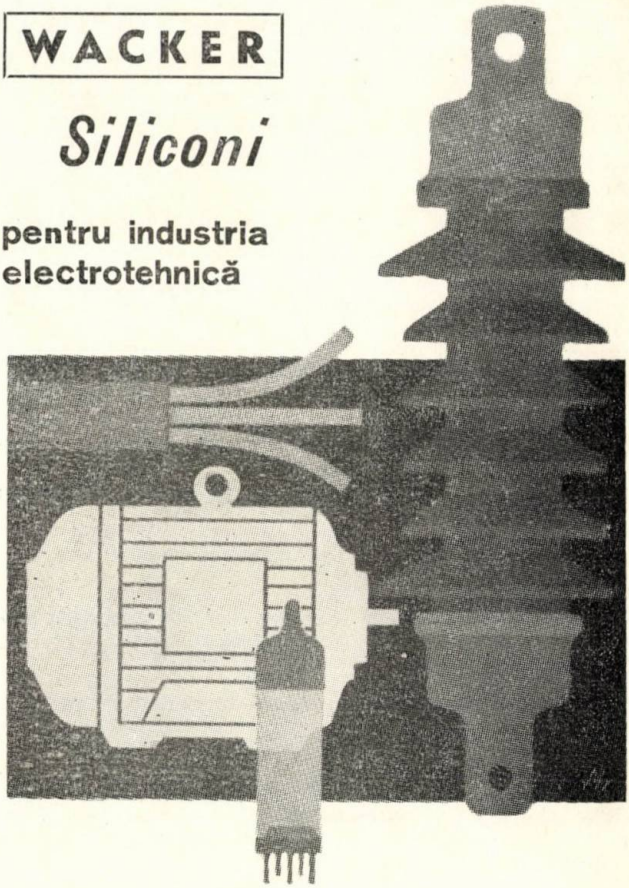
REFERATE 358–360

SCURTE ȘTIRI 360

WACKER

Siliconi

pentru industria electrotehnică



Uleiuri siliconice

Își păstrează proprietățile, aproape neschimbate, într-o bandă mare de temperatură și frecvență ca : vîscozitatea, rigiditatea dielectrică, factor de pierderi mic, rezistență specifică și punct de aprindere ridicate. Ele se întrebuințează ca material izolant care nu absoarbe apa pentru construcția de izolatoare, ca agent răcitor pentru tuburile amplificatoarelor, ca lichid de umplere pentru transformmatoare mici și condensatoare, ca mediu amortizor în relee și regulatoare, cum și în subansambluri electronice.

Paste siliconice

Se întrebuințează pretutindeni unde există condiții extreme de temperatură și climatice. Ele se folosesc ca paste de izolare, acoperire și separare, ca straturi care nu absorb umezeala, precum și ca masă suport pentru cristale.

Siliconi lubrifianți

Sînt indicați pentru lubrifiere la temperaturi înalte și joase de la + 250 la — 60 °C. Se întrebuințează în motoare electrice care funcționează în condiții de temperatură extreme, ca de exemplu instalațiile de ventilație și uscare, pentru lubrifierea antenelor de radio și radar și în numeroase alte cazuri

Vă stăm la dispoziție cu consultații și materiale documentare

WACKER

WACKER-CHEMIE GmbH

8 München 22, Postfach 1
Republica Federală a Germaniei

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.3.022.011

Гортопан, Г.: О теории интенсивных токов.

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, стр. 325–333

В синтезной работе приводятся основные аспекты техники выключения в аппаратах с механической коммутацией, следовательно, в тех аппаратах, в которых развивается электрическая дуга, Описываются качественые и количественные условия перерыва электрической дуги в связи с восстанавливающим напряже, нием- напряжением дуги и постоянной времени электрической дуги. Показана роль термических свойств газа, в котором горит электрическая дуга, в отношении значения постоянной времени. В заключение излагаются вопросы взаимодействия между сетью и электрической дугой в аппаратах коммутации, а ракже роль плазмовой струи при тушении электрической дуги.

ДК 621.313.222–523.2 :621.314.63.025.1

Мику, Е.: Механические характеристики сериесного двигателя с питанием от однофазного упраляемого выпрямителя,

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, стр. 334–340

При гипотезе пренебрежения коммутацией выпрямителя, вычисляются пределы области управления тиристоров таким образом, чтобы двигатель с волнообразным током работал на прерывистом токе, в управляемой мостовой схеме выпрямителя и в полууправляемой мостиковой схеме. В продолжение вычисляются механические характеристики двигателя для этих двух схем выпрямления и проводится оценка степени использования импульса двигателя.

ДК 621.375.3.001.25

Крэчюнеску, А А.: Расчет магнитного усиления с внутренней реакцией и пассивной линейной нагрузкой.

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept. 1968, стр. 340–345

Приводится графоаналитический метод проектирования магнитного усилителя, с учетом несинусоидальной (многоволновой) формы токов, а также конечного сопротивления выпрямителя.

ДК 621.316.717.018.44 :621.313.333.1.072.1

Атанасиу, Г.: Авторегулируемый реостат для пуска асинхронных двигателей с обмотанным ротором.

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, стр. 345–350

Проведен теоретический анализ и разработка методики проектирования авторегулируемого реостата, основывающегося на эффекте выхревых токов в массивном железе, применяемый при запуске асинхронных двигателей с обмотанным ротором.

ДК 621.314.223.027.8 :621.3.015.34.001.57

Мате, Б.: Исследование распределения импульсного напряжения на сериесно-параллельных обмотках автотрансформаторов.

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, стр. 351–356

Излагаются результаты теоретических и экспериментальных исследований (на аналогической и электромагнитной модели) в отношении особенностей переходного явления импульса в автотрансформаторах высокого напряжения с входом в сердцевину обмотки.

РЕЦЕНЗИЙ 357–358

ДОКЛАДЫ 358–360

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ 360

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621.3.022.011

Hortopan, G. : **Aus der Theorie der Starkströme.**

Electrotehnica **16**, H. 9, Sept 1968, S. 325–333

In einer Synthese arbeit werden die Hauptaspekte der Unterbrechungstechnik in den Apparaten mit mechanischer Kommutierung also in denen wo der elektrische Lichtbogen entsteht, dargestellt. Besprochen werden die qualitativen und die quantitativen Bedingungen der Löschung des elektrischen Lichtbogens im Zusammenhang mit der Wiederherstellungsspannung (Zündspannung), mit der Bogenspannung und mit der Zeitkonstante des elektrischen Lichtbogens. Gezeigt wird die Rolle der Wärmeeigenschaften des Gases, in welchem der Lichtbogen entsteht, im Zusammenhang mit dem Wert der Zeitkonstante. Zum Schluss werden die Gesichtspunkte erörtert bzgl. der gegenzeitigen Wirkung zwischen dem Netz und dem elektrischen Lichtbogen aus den Kommutierungsapparaten sowie der Rolle der Plasmaausstossung biem Löschen des elektrischen Lichtbogens.

DK 621. 313.222–523.2 :621.314.63.025.1

Micu, E. : **Die mechanischen Eigenschaften des Reihenmotors bei Speisung aus einem einphasig gesteurten Gleichrichter.**

Electrotehnica **16**, H. 9, Sept 1968, S. 334–340

Bei Vernachlässigung der Gleichrichterkommutierung werden die Greuzworte des Steuergebietes der Tyristoren derart berechnet dass der Wellenstrommotor mit Unterbrechungsstrom läuft und zwar zwohl im gesteuerten Brücken gleichrichterschema als auch im halbgesteuerten Brückenschema. Ferner werden die mechanischen Betriebseigenschaften des Motors für die zwei Gleichrichterschemas berechnet und zum dann Schlüsse gezogen bzgl. des Verwendungsgrades des Motorimpulses.

DK 621.375.3.001.25

Crăciunescu, A. : **Die Berechnung des magnetischen Verstärkers mit innerer Reaktion und linearer passiver Belastung.**

Electrotehnica **16**, H.9, Sept 1968, S. 340–345

Gezeigt wird eine graphoanalytische Entwurfsmethode des magnetischen Verstärkers, wobei die nichtsinusoidale Form der Wicklungsströme sowie der Endwert des Umkehrungswiderstandes in den Gleichrichtern berücksichtigt werden.

DK 621.316.717.018.44 :621.313.333.1.072.1

Atanasiu, G. : **Selbstregelnder Widerstand zum Anlauf der Asynchronomotoren mit bewickelten Läufer.**

Electrotehnica **16**, H.9, Sept 1968, S. 345–350

Dargestellt wird die theoretische Untersuchung sowie die Ausarbeitung des Projektierungsmethode für einen zelbstregelnden Widerstand. Eshandelt sich um den Einfluss der Wirbelströme in massivem Eisen, der für den Anlauf asynchroner Motoren mit bewickeltem Rotor verwendet wird.

DK 621.314.223,027.8 :621.3.015.34.001.57

Mathé, B. : **Unterzuchung der Verteilung der Impulsspannung auf der Reihen-Parallelwicklung der Spartransformatoren.**

Electrotehnica **16**, H. 9, Sept 1968, S. 351–356

Man zeigt die Rezultate der theoretischen und experimentellen Untersuchungen (auf einem analogischen und elektromagnetischen Modell) bzgl. der Eigenheiten der Impuls — Uebergangserscheinung in Hochspannungs — Spartransformatoren mit dem Auschluss in der Mitte der Wicklung.

BUCHBESPRECHUNGEN 357–358
REFERATE 358–360
KURZNACHRICHTEN 360

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 9 București, septembrie 1968

Din tehnica întreruperii curenților intenși

Gheorghe Hortopan* — București

CZ 621.3.022.011

Interconectarea rețelelor electrice de înaltă tensiune a condus la creșterea continuă a valorilor curenților de scurtcircuit și ca urmare cerințele privind capacitatea de deconectare a întreruptoarelor au crescut și ele.

Astfel, valorile curenților întrerupți au variat, în ultimii douăzeci de ani, de la 10 kA la 30—40 kA și chiar mai mult.

Rezolvarea acestei probleme, de putere limită, a fost posibilă pe baza studiilor efectuate asupra arcului electric. Pe măsură ce aceste studii au avansat s-a constatat și un progres în tehnica întreruperii curenților intenși.

Un prim avînt în construcția aparatelor de comutație de înaltă tensiune se datorează aplicării teoriei minimului din termodinamică de către Kesselring [1], [2], [3]. Pe baza acestei teorii, cu aplicații mai mult de natură calitativă, s-au elaborat încă în jurul anului 1940 tipurile constructive existente și astăzi, și anume întreruptorul cu ulei puțin, cu apă, cu aer comprimat.

Pasul următor a fost făcut prin stabilirea ecuației arcului electric de către Mayr [4] și Cassie [5]. Astfel s-au putut stabili condiții calitative și cantitative privind stingerea arcului electric pe baza noțiunii de constantă de timp a arcului electric.

Etapa următoare este caracterizată de considerarea reacției rețelei electrice asupra stabilității arcului electric din întreruptoare. În această direcție sînt sugestive studiile lui Mayr [6], Schmidt [7] și Slamecka [8].

Paralel cu aspectele tehnice ale problemei se desfășoară cercetări fundamentale privind procesele fizice din arcul electric. Sînt de menționat în acest domeniu lucrările lui Maecker [9], [10] și Frind [11]. Se ajunge astfel a se determina dimensiunile geometrice, cîmpul de temperatură și constanta de timp în funcție de intensitatea curentului, de natura gazului în care arde arcul și de modul de răcire al acestuia [12].

În prezentarea ce urmează se expun principiile care stau la baza tehnicii întreruperii curenților intenși într-o succesiune necesară înțelegerii acestor principii. Dorința de a prezenta un material informativ condensat nu permite a se prezenta concomitent și deducerea relațiilor de calcul, dar trimiterile la bibliografie oferă posibilitatea celor interesați să urmărească și aceste deduceri.

1. Ecuația arcului electric. Plecînd de la ideea că conductanța electrică a arcului electric se datorează mai ales termoionizării și deci energiei dezvoltate în coloana arcului electric. Mayr [4] propune o expresie proprie pentru conductanță :

$$G = \frac{i}{u} = f(Q) = K \exp \frac{Q}{Q_0}, \qquad (1)$$

unde s-a notat :

i — intensitatea curentului în arc ;

u — tensiunea arcului electric ;

k și Q_0 — constante.

Conținutul de căldură sau energia acumulată în arcul electric este :

$$Q = \int_0^t (u\, i - p)\, \mathrm{d}t, \qquad (2)$$

unde p reprezintă puterea disipată de arcul electric.

Dacă se calculează expresia :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \ln G = \frac{1}{G} \cdot \frac{\mathrm{d}G}{\mathrm{d}t} = \frac{f'(Q)}{f(Q)} (u\, i - p), \qquad (3)$$

ținîndu-se seamă de relațiile (1) și (2), se obține ecuația arcului electric :

$$\frac{1}{i} \cdot \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} - \frac{1}{u} \cdot \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = \frac{1}{\tau} \left(\frac{(u\, i - p)}{p} \right), \qquad (4)$$

unde $\tau = Q_0/p$ și se numește constanta de timp a arcului electric. Semnificația fizică a constantei de timp este precizată ca fiind timpul necesar scăderii conductanței arcului electric

---

* Dr. ing. *Gh. Hortopan* este profesor la Institutul politehnic — București.

de e ori, fără ca în coloana arcului electric să se introducă energie [13].

Ecuația diferențială neliniară [4] se poate integra, prin liniarizare, numai pentru expresii particulare ale curentului și pentru puterea disipată p considerată constantă. În adevăr, puterea disipată p depinde de diametrul arcului electric și de gradul său de ionizare. Cu alte cuvinte, în cazul curentului alternativ, p este variabil, chiar dacă arcul arde într-un mediu liniștit. Dacă se admite o variație sinusoidală pentru curent de forma :

$$\left.\begin{aligned} i &= \hat{I} \sin \omega t, \\ \frac{di}{dt} &= \omega \hat{I} \cos \omega t \end{aligned}\right\}, \qquad (5)$$

iar $p = p_0 = \text{constant}$, se obține o soluție a ecuației (4), și anume :

$$u = \frac{2 p_0 \sin \omega t}{\hat{I}\left[1 - \dfrac{\sin (2 \omega t + \varphi)}{1 + (2 \omega \tau)^2}\right]}. \qquad (6)$$

cu $\varphi = \text{arc cotg } 2 \omega t$ și reprezentarea grafică din figura 1, unde s-a considerat ca parametru $\omega \tau$ produsul dintre pulsația curentului și constanta de timp a arcului electric. Valoarea acestui produs este hotărîtoare pentru forma tensiunii arcului electric. Dacă $\omega\tau$ tinde către zero, iar perioada T tinde către infinit, ceea ce reprezintă cazul arcului de curent continuu, tensiunea necesară arderii este de valoare infi-

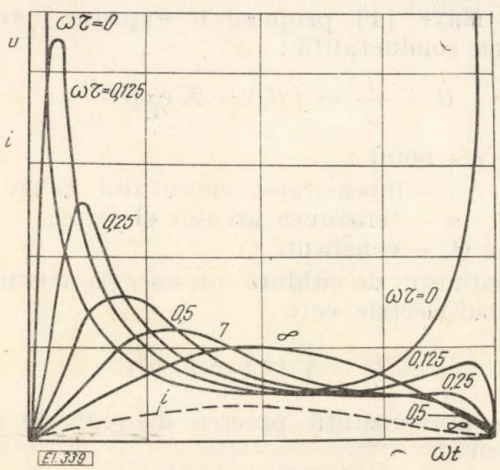


Fig. 1. Tensiunea arcului electric.

nită. Acest aspect reiese și din ecuația (4) cînd arcul arde liniștit ; dacă $di/dt = 0$ și $du/dt = 0$ rezultă :

$$\overline{ui} = p, \qquad (7)$$

adică în curent continuu (regim static) caracteristica teoretică a arcului electric este o hiperbolă echilateră.

În curent alternativ produsul $\omega\tau$ poate lua valoarea zero pentru $\tau = Q_0/p_0 = 0$, ceea ce este echivalent cu $p_0 \to \infty$. Cu alte cuvinte dacă puterea disipată de arcul electric este foarte mare, valoarea tensiunii de aprindere crește mult. Cum acest proces se produce în apropierea trecerii prin valoarea zero a curentului electric, pentru alimentarea arcului electric se poate conta numai pe energia sursei și nu și pe cea a cîmpului magnetic $\frac{1}{2} Li^2$. În consecință, condiția necesară stingerii este ca tensiunea sursei să fie mai mică decît tensiunea

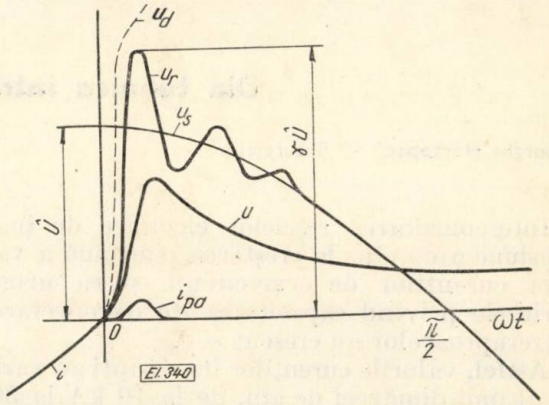


Fig. 2. Condiții calitative de întrerupere.

necesară arderii arcului, ceea ce este posibil dacă puterea disipată de arc este mare. Întrucît, în curent alternativ, puterea p disipată de arcul electric nu este o constantă pe durata unei semiperioade, în ecuațiile (4) și (6) se poate considera o valoare medie pentru această putere [14].

2. Stabilitatea arcului electric privită calitativ. În tehnica întreruperii se caută condiții pentru a asigura instabilitatea arcului electric, mai ales la trecerea lui în mod natural prin valoarea zero. În această etapă, cînd arcul electric tinde a fi aproape complet dezionizat, apare tensiunea de restabilire caracterizată prin frecvența proprie f_0 și factorul de oscilație γ, iar tensiunea arcului electric acuză un vîrf pronunțat de aprindere. După trecerea curentului i prin valoarea zero, dacă întreruperea este reușită, curentul este nul cu excepția curentului postarc i_{pa}, care poate apărea mai ales la întreruptoarele cu ulei. Reușita întreruperii este condiționată de următoarele corelări, care se pot urmări pe figura 2.

Tensiunea de ținere u_d și tensiunea de restabilire u_r. Valoarea instantanee a tensiunii de ținere u_d trebuie să fie mai mare decît valoarea instantanee a tensiunii de restabilire u_r, și deci curbele corespunzătoare nu trebuie să se intersecteze. Dacă aceste curbe se intersectează se produce o reamorsare a arcului electric între contactele întreruptorului. Alura curbei u_d constituie un indiciu pentru determinarea vitezei de creștere a rigidității dielectrice în camera de stingere, între contactele întreruptorului.

Tensiunea de restabilire u_r și tensiunea arcului u. Valoarea instantanee a tensiunii de restabilire u_r trebuie să fie, imediat după trecerea curentului prin valoarea zero, mai mică decît valoarea instantanee a tensiunii arcului u, ceea ce presupune o răcire intensă a arcului. În figura 2 nu este îndeplinită această condiție.

La aprecierea stingerii arcului cu ajutorul corelărilor menționate nu se ține seamă că la trecerea curentului prin valoarea zero conductanța electrică a arcului nu este nulă.

3. *Considerarea conductanței de rest; stabilitatea arcului privită cantitativ.* Cum în momentul trecerii prin valoarea zero a curentului conductanța arcului electric are o valoare G_0, bine determinată, apariția tensiunii de restabilire poate provoca nu numai un curent postarc, dar chiar reaprinderea arcului electric. Condițiile cantitative ale reușitei întreruperii se stabilesc cu ajutorul ecuației (4) pentru zona trecerii prin zero a curentului cînd se poate lua o valoare constantă pentru puterea disipată de arcul electric și cînd se consideră liniară variația curentului electric, adică :

$$\left.\begin{aligned} p &= p_0 = \text{const.} \\ i &= a\,t \\ \mathrm{d}i/\mathrm{d}t &= a \end{aligned}\right\}. \qquad (7)$$

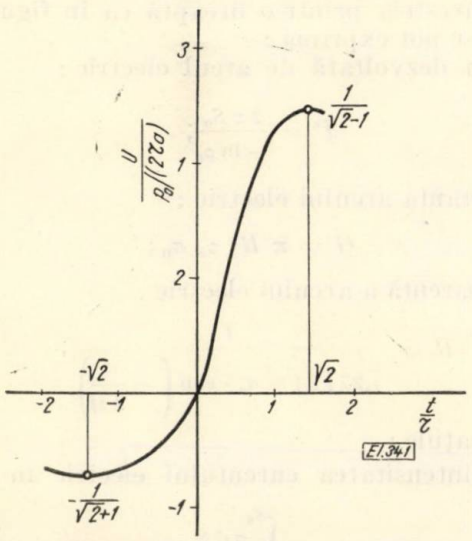


Fig. 3. Reprezentarea grafică a tensiunii arcului în unități relative.

În aceste condiții soluția ecuației (7) este [13] :

$$u = \frac{p_0}{2\tau a} \cdot \frac{\dfrac{t}{\tau}}{1 + \dfrac{t}{\tau} + \dfrac{1}{2}\left(\dfrac{t}{\tau}\right)^2}, \qquad (8)$$

cu reprezentarea grafică din figura 3, unde tensiunea arcului electric este reprezentată în unități relative (adimensional). Conductanța dinamică G_0 a arcului electric se calculează din relațiile (7) și (8) :

$$G_0 = \frac{\left(\dfrac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}}{\left(\dfrac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right)_{t=0}} = \frac{2\,a^2\,\tau^2}{p_0}. \qquad (9)$$

Dacă se consideră, în mod simplificator, că tensiunea de restabilire apare sub forma unei

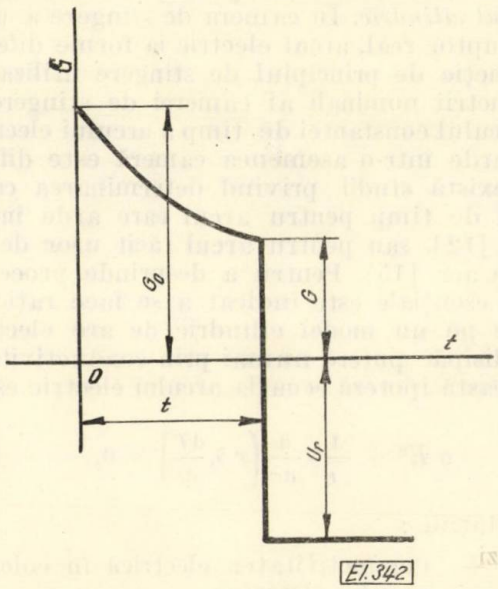


Fig. 4. Conductanța arcului electric și tensiunea de restabilire.

trepte de valoare $u_r = \gamma \hat{U}$, după scurgerea timpului t de la trecerea curentului prin valoarea zero, cum se indică în figura 4, condiția de amorsare a arcului electric este condiția ca puterea disipată să fie mai mare decît puterea dezvoltată în arcul electric datorită conductanței de rest G, adică :

$$u_r^2\,G < p_0 \text{ sau } u_r < \sqrt{\frac{P_0}{G}}. \qquad (10)$$

Deoarece conductanța descrește exponențial, adică $G = G_0\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$, relația (10) poate fi explicitată :

$$\gamma\,\hat{U} < \sqrt{\frac{P_0}{G_0}\mathrm{e}^{\frac{t}{\tau}}}. \qquad (11)$$

Relația (11) este valabilă pentru o răcire puțin intensă a arcului electric, caz în care diagrama curentului nu prezintă discontinuități la trecerea prin valoarea zero. În cazul răcirii intense a arcului electric este necesar ca relația (11) să sufere corecții [8]. Relațiile (9) și (11) stabilesc condiții cantitative de cea mai mare importanță în tehnica întreruperii

și se referă la trei factori importanți, și anume : tensiunea de restabilire ; amplitudinea curentului întrerupt ; construcția camerei de stingere.

Condiția cerută de relația (11) este cu atît mai bine îndeplinită cu cît factorul de oscilație γ este mai mic, timpul t de apariție a tensiunii de restabilire este mai mare, amplitudinea curentului de scurtcircuit este mai mică, constanta de timp τ a arcului electric este mai mică, puterea disipată p_0 este mai mare.

4. Constanta de timp a arcului electric și proprietățile termice ale gazului în care arde ; modelul cilindric. În camera de stingere a unui întreruptor real, arcul electric ia forme diferite în funcție de principiul de stingere utilizat și parametrii nominali ai camerei de stingere.

Calculul constantei de timp a arcului electric, care arde într-o asemenea cameră este dificil, deși există studii privind determinarea constantei de timp pentru arcul care arde într-o fantă [12], sau pentru arcul răcit ușor de un jet de aer [15]. Pentru a desprinde procesele fizice esențiale este indicat a se face raționamente pe un model cilindric de arc electric, care disipă putere numai prin conductivitate. În această ipoteză ecuația arcului electric este :

$$\sigma E^2 + \frac{1}{r} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\left(r \lambda \frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}r}\right) = 0, \qquad (12)$$

cu notațiile :

- σ — conductivitatea electrică în coloana arcului electric ;
- E — cîmpul electric în coloana arcului electric ;
- λ — conductivitatea termică a plasmei arcului electric ; $\lambda = \lambda(T)$;
- T — temperatura absolută ;
- r — raza arcului electric.

Ecuația diferențială (12) este cunoscută sub numele *Elenbaas-Heller* [9], iar soluția ei se poate afla prin introducerea noțiunii de funcție de temperatură $S(T)$, definită ca :

$$S(T) = \int_0^T \lambda(T)\, \mathrm{d}T ; \qquad (13)$$

cu această notație ecuația (12) se transformă în :

$$\sigma E^2 = -\frac{1}{r} \cdot \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}r}\left(r \frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}r}\right). \qquad (14)$$

Rezolvarea ecuației (14) este posibilă prin stabilirea relației de dependență între conductivitatea electrică σ și funcția de temperatură $S(T)$, ca în figura 5 [10]. Curba $\sigma = f(S)$ se aproximează printr-o dreaptă de forma :

$$\sigma^* = B(S - S_1), \qquad (15)$$

unde $B = \mathrm{tg}\alpha$ reprezintă panta dreptei de liniarizare. Astfel ecuația (14) se transformă într-o ecuație diferențială Bessel de ordinul zero :

$$\frac{\mathrm{d}^2 \sigma^*}{\mathrm{d}x^2} + \frac{1}{x} \cdot \frac{\mathrm{d}\sigma^*}{\mathrm{d}x} + \sigma^* = 0, \qquad (16)$$

unde $x = E\sqrt{B}\, r$, cu soluția :

$$\sigma^* = \sigma_0^* J_0(x) = \sigma_0^* \frac{S - S_1}{S_0 - S_1}. \qquad (17)$$

Fără a mai indica calcule intermediare Maecker arată [10] că toate caracteristicile arcului electric se pot exprima cu ajutorul

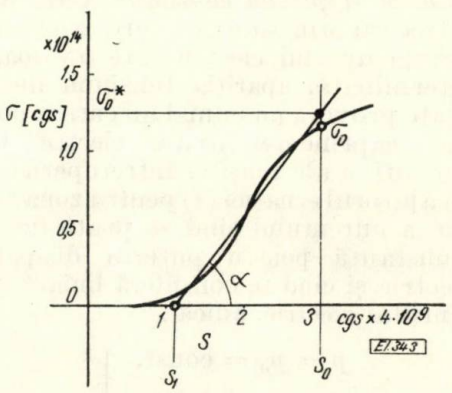


Fig. 5. Funcția de material $\sigma = f(S)$.

funcției de material $\sigma = f(S)$ și a aproximării acesteia printr-o dreaptă ca în figura 5. Astfel se pot exprima :

puterea dezvoltată de arcul electric :

$$P = \frac{2\pi S_0}{-\ln \rho_e} ; \qquad (18)$$

conductanța arcului electric :

$$G = \pi R^2 \rho_e \sigma_0 ; \qquad (19)$$

raza aparentă a arcului electric :

$$R = \frac{I}{7{,}27\sqrt{2 f S_0 \sigma_0} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2zf}\right)}, \qquad (20)$$

cu notațiile :

I — intensitatea curentului electric în arc ;

$$f = \frac{\int_0^{S_0} \sigma \, \mathrm{d}S}{\sigma_0 S_0} ; \qquad (21)$$

$$z = x_0 J_1(x_0) = 1{,}2484 ; \qquad (22)$$

$$\rho_e = \frac{r_e}{R} = 1{,}46 \exp\left\{-\frac{S_0}{z(S_0 - S_1)}\right. ; \qquad (23)$$

$$\rho_e = \frac{r_t}{R} = \exp\left\{-\frac{S_0}{z(S_0 - S_1)}\right\}. \qquad (24)$$

În relația (23) r_e are semnificația unei raze echivalente, din punctul de vedere al conduc-

ției electrice, adică în interiorul acestei raze se admite o conductanță egală cu cea din axa arcului electric. În relația (24) r_t are o semnificație similară, privită însă din punctul de vedere al conducției termice.

Preluînd rezultatele obținute de Maecker [10], Frind stabilește [11], [12] expresia constantei de timp a arcului electric în funcție de proprietățile gazului în care arde arcul:

$$\tau = \frac{\pi r_0^2}{\pi \cdot 2{,}40^2 \cdot a_0}, \qquad (25)$$

unde πr_0^2 este aria secțiunii transversale a arcului în zona în care există conducție electrică. Raza r_0, care determină canalul de conducție electrică, este mai mare decît raza r_e echivalentă, din relația (23), care definește un canal de conductivitate egală cu cea din axa arcului, și anume $r_0 = 1{,}52\, r_e$. Difuzivitatea căldurii $a_0 = \lambda/(C_p \rho)$ joacă și ea un rol important în expresia constantei de timp τ. Din structura expresiei (25) se poate constata că, urmărind o constantă cît mai redusă a arcului electric, trebuie ales acel gaz în care va arde arcul electric, astfel încît raza de conducție să fie cît mai mică, iar difuzivitatea căldurii cît mai mare. Un astfel de gaz este hexafluorura de sulf (SF_6).

În figura 6 se reprezintă calitativ cîmpul de temperatură al arcului electric care arde în azot și în hexafluorură de sulf. Se constată

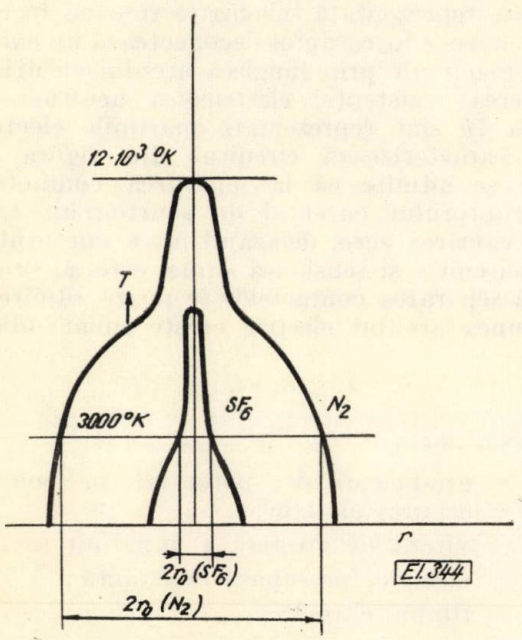


Fig. 6. Cîmpul de temperatură în azot (N_2) și hexafluorură de sulf (SF_5)

că la azot cîmpul de temperatură prezintă un umăr în zona temperaturii de 8 000°K, iar diametrul $2R$ al arcului este relativ mare. La arcul care arde în hexafluorură de sulf umărul din cîmpul de temperatură este puțin pronunțat, iar diametrul arcului este relativ redus în comparație cu diametrul arcului care arde în azot. În figura 6 s-au marcat și razele r_0, care definesc canalul de conducție electrică, la temperatura de 3 000°K considerată suficientă pentru a produce termoionizare. Aspectele celor două cîmpuri de temperatură se datorează energiei de disociere și conductivității termice. Energia de disociere mai mare (la azot) este liberată la recombinare și se manifestă spre periferia arcului sub forma umărului de temperatură. Hexafluorura de sulf, cu energie de disociere mai mică, prezintă un umăr de temperatură mai puțin pronunțat. Pe de altă parte, o conductivitate termică ridicată conduce la creșterea gradientului radial de temperatură și la diminuarea diametrului coloanei arcului, ceea ce se întîmplă la gazul SF_6.

Un gaz este considerat mediu bun de stingere dacă temperatura sa de disociere T_{dis} este mai mică decît temperatura sa de stingere T_{st}, adică:

$$T_{dis} < T_{st}. \qquad (26)$$

Temperatura de stingere este acea temperatură la care concentrația de electroni ajunge la $n_e = 10^9 . \text{cm}^{-3}$. Dacă concentrația de electroni are o valoare mai mică decît aceasta, arcul electric nu se mai aprinde termic, sub excitația tensiunii de restabilire. Gaze bune de stingere sînt considerate SF_6 și SeF_6, la care procesele de disociere se produc sub temperatura de 3 000°K, în timp ce hidrogenul deși are o conductivitate termică bună, are o temperatură de disociere peste 4 500°K. Un rol important îl are și *energia de legătură* între atomii gazului în care arde arcul. Astfel, deși compușii halogenilor cu carbonul se manifestă ca gaze puternic electronegative, energia lor de legătură este sensibil mai mare (la C — F, 115 kcal) decît a moleculei de fluor (la F—F, 50 kcal). După acest criteriu compușii halogenului cu carbonul nu sînt gaze indicate pentru stingerea arcului electric.

Afinitatea moleculelor de gaz față de electroni (la gazele electronegative) nu joacă un rol determinant în ce privește concentrația de electroni a arcului care arde stabil. Diminuarea concentrației purtătorilor de sarcină se face puternic simțită la arcul electric care nu se află în echilibru termic [11].

5. Principiul minimului și camerele de stingere ale întreruptoarelor de mare eficiență. Principiul minimului cunoscut în termodinamică* poate fi aplicat arcului electric, care are tendința de stingere. Acest principiu a fost utilizat încă de Kesselring [3] în scopul fundamentării

*Starea de dezechilibru staționară a unui sistem termodinamic este caracterizată de un debit minim (constant) de entropie.

unor soluții constructive ale camerelor de stingere ale întreruptoarelor de înaltă tensiune. Introducerea ulterioară a funcției de temperatură $S(T) = \int_0^T \lambda \, \mathrm{d}\, T$, oferă un prilej de reactualizare a principiului minimului.

Principiul minimului, aplicat la arcul electric de putere P, cîmp electric longitudinal E, curent i și lungime l se scrie :

$$\frac{\mathrm{d}S}{\mathrm{d}t} = \dot{S} = \frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t \cdot T} = \frac{P}{T} = \text{const.} \qquad (27)$$

Deoarece $P = u\,i$, $u = E\,l$, iar lungimea l a arcului se consideră constantă, ecuația (27) se mai scrie sub forma :

$$\frac{E\,i}{T} = \text{const.}, \qquad (28)$$

de unde rezultă :

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}T}\left(\frac{E\,i}{T}\right) = 0. \qquad (29)$$

Relația (29) se valorifică în cazul cînd $i = I =$ = const. Kesselring [3] obține astfel relații calitative pentru arcul răcit axial și pentru arcul răcit volumic, adică în toată masa sa.

Pentru arcul răcit axial :

$$E = \frac{\text{constant}}{I^{3/5}} \text{ (intensitatea cîmpului electric)} ; \qquad (30)$$

$$r_e = \frac{\sqrt[3]{I^2}}{\sqrt{[n(T)\,S(T)]^2}} \text{ (raza echivalentă de conducție)}, \qquad (31)$$

unde $n(T)$ este funcția concentrației purtătorilor de sarcină, care depinde de temperatura absolută.

Pentru arcul răcit volumic :

$$E = \text{constant} ; \qquad (32)$$

$$r_e = \frac{\sqrt{I}}{\sqrt[4]{n(T)\,S(T)}}. \qquad (33)$$

La răcire volumică funcția $S(T)$ nu mai are semnificația $S(T) = \int_0^T \lambda \, \mathrm{d}\, T$, ci a conținutului de energie pe unitatea de volum a gazului. Relațiile (31), (33) arată că cu cît gradul de ionizare al gazului este mai ridicat și funcția de temperatură, după caz, $\int_0^T \lambda \, \mathrm{d}\, T$ sau $c_p \rho$ are valori mai mari, cu atît raza echivalentă este mai redusă și deci constanta de timp a arcului electric este mai mică. Este demn de remarcat faptul că în momentul aplicării teoriei minimului de către Kesselring [3] nu se cunoștea noțiunea de constantă de timp a arcului electric. Relațiile calitative ale lui Kesselring se aplică astăzi în mod general indirect, pe baza noțiunii constantei de timp. În adevăr răcirea intensă atît axială, cît și volumică conduc la diminuarea diametrului canalului conductor și deci la micșorarea constantei de timp. Arcul care arde într-un gaz cu funcția de temperatură $S(T) = \int_0^T \lambda \, \mathrm{d}\, T$ mai mare și deci cu conductivitate termică mai mare, se stinge mai ușor, în cazul răcirii axiale. O creștere a temperaturii coloanei conduce la o diminuare a dimensiunilor transversale ale arcului electric.

6. Reacția reciprocă între arcul electric și rețea. La stingerea arcului electric într-un întreruptor de real este necesar a se ține seamă de reacția arcului electric asupra rețelei și de reacția rețelei asupra arcului electric. Reacția arcului electric asupra rețelei se manifestă prin diminuarea curentului de scurtcircuit și deformarea acestuia în sensul abaterii de la forma sinusoidală, ca urmare a existenței tensiunii de arc electric. Reacția rețelei asupra arcului electric se atribuie existenței acumulatoarelor de energie în rețea (bobine și condensatoare), care influențează stabilitatea arcului electric mai ales la deconectarea sarcinilor mici inductive.

Reacția arcului electric asupra rețelei. Acest tip de reacție este utilizat la stingerea arcului electric în întreruptoarele anterioare cu suflaj magnetic și stingere în aer la presiunea atmosferică. În figura 7*a* este reprezentată schematic rețeaua în care un asemenea întreruptor deconectează un curent de scurtcircuit prin lungirea arcului electric și creșterea rezistenței electrice a acestuia. În figura 7*b* sînt reprezentate mărimile electrice care caracterizează circuitul din figura 7*a*. Dacă se admite că la separarea contactelor întreruptorului curentul de scurtcircuit trece prin valoarea zero, defazajul între curentul de scurtcircuit i și tensiunea sumei este $\varphi_0 = \pi/2$. După separarea contactelor se poate admite că tensiunea arcului electric crește liniar adică :

$$u = E_a\, v\, t, \qquad (34)$$

unde s-a notat :

- E_a — gradientul de potențial în coloana arcului electric ;
- v — viteza de creștere a lungimii arcului electric, presupusă constantă ;
- t — timpul curent.

Ca urmare a reacției arcului electric, prin creșterea rezistenței electrice a acestuia, crește impedanța buclei în scurtcircuit, iar defazajul dintre curentul i și tensiunea sursei u_s se micșorează simțitor. După prima trecere prin zero a curentului acest defazaj este φ_1, iar după a doua trecere este φ_2, astfel încît $\varphi_2 < \varphi_1 < \varphi_0$.

Ecuația diferențială a circuitului din figura 7*a*, după separarea contactelor, în momentul 0, este :

$$\hat{U}_s \sin(\omega t + \varphi_0) = L\frac{di}{dt} + E_a vt. \quad (35)$$

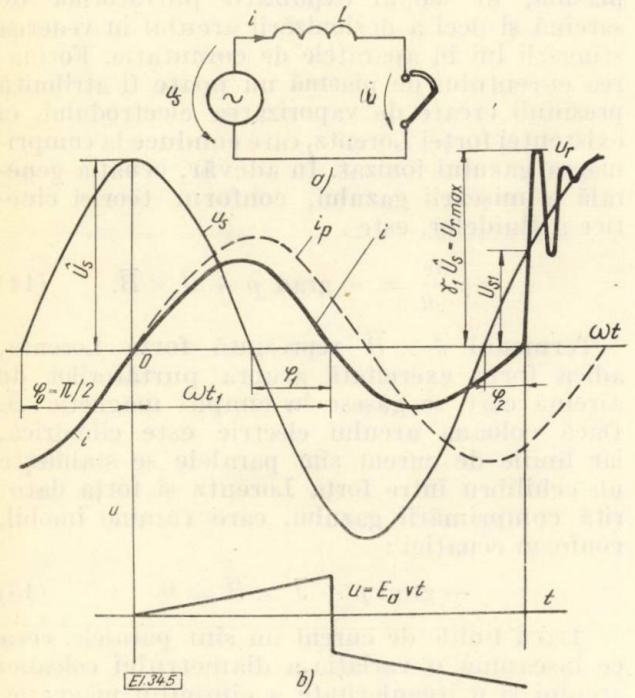


Fig. 7. Relativ la reacția arcului electric asupra rețelei : *a* – circuitul echivalent ; *b* – diagramele mărimilor electrice.

Cu soluția pentru i,

$$i = \hat{I}(1 - \cos\omega t)\cos\varphi_0 + \hat{I}\sin\varphi_0 \sin\omega t - \frac{E_a v l^2}{2L}, \quad (36)$$

unde $\hat{I} = \hat{U}/(\omega L)$ și cu reprezentarea grafică din figura 7*b*. În ipoteza că $\varphi_0 = \pi/2$ și că gradientul arcului în coloana arcului electric nu depinde de intensitatea curentului, prima trecere prin valoarea zero se obține pentru unghiul :

$$\omega t_1 = \text{arc sin}\frac{E_a v}{2L\hat{I}} t^2. \quad (37)$$

Consecințele funcționale ale diminuării defazajului între curent și tensiune sînt evidente. La stingerea arcului electric, exemplificată în figura 7, la a doua trecere prin valoarea zero a curentului, valoarea tensiunii de restabilire la frecvența industrială este sensibil mai mică decît valoarea de vîrf, adică $u_{s_1} < \hat{U}_s$. Ca urmare și valoarea de vîrf a tensiunii oscilante de restabilire $u_{r\,max}$ va fi mai mică decît în cazul cînd la trecerea prin zero a curentului, tensiunea sursei ar fi $\hat{U}$. Această circumstanță ușurează stingerea definitivă a arcului electric, conform relației (11).

Reacția rețelei asupra stabilității arcului electric. Experimental se constată că deconectarea sarcinilor mici inductive (transformatoare în gol) conduce la întreruperea arcului electric înainte de trecerea naturală a curentului prin valoarea zero, ceea ce înseamnă că la o asemenea deconectare se creează condiții de instabilitate pentru arcul electric din întreruptor. Reacția rețelei se manifestă aici prin fluctuația energiei acumulate în elementele rețelei (bobine și condensatoare). În principiu studiul reacției rețelei constă în considerarea existenței simultane a ecuației rețelei și a ecuației arcului electric. Ca exemplificare se consideră schema din figura 8, unde rețeaua este reprezentată prin elementele L, R, R_1 și C. Ecuațiile rețelei pentru $u_s \approx \hat{U}_s$ și în prezența arcului electric de tensiune u în întreruptor sînt :

$$\hat{U}_s = Ri_t + L\frac{di_t}{dt} + u ; \quad (38)$$

$$\frac{du}{dt} = R_1\frac{di_p}{dt} + \frac{i_p}{C} ; \quad (39)$$

$$i_t = i_p + uG. \quad (40)$$

Ecuația (4) a lui Mayr se scrie sub forma :

$$\frac{d\left(\frac{1}{G}\right)}{dt} = \frac{1}{\tau}\left(\frac{1}{G} - \frac{u^2}{p}\right), \quad (41)$$

cu conductanța arcului electric $G = i/u$.

Rezolvarea sistemului de ecuații (38), (39), (40), (41) este posibilă cu ajutorul calculatoa-

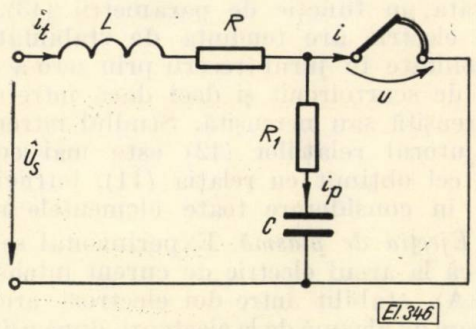


Fig. 8. Relativ la reacția rețelei asupra arcului electric.

relor electronice trecîndu-se la un sistem adimensional, noile variabile adimensionale fiind :

$u_\alpha = \frac{u}{\hat{U}}$, tensiunea arcului ;

$i_\gamma = \frac{i_t}{\hat{U}}\sqrt{\frac{L}{C}}$, curentul total ;

$i_\delta = \frac{i_p}{\hat{U}}\sqrt{\frac{L}{C}}$, curentul derivat ;

$y = G\sqrt{\frac{L}{C}}$, conductanța ;

$\xi = \frac{t}{\sqrt{LC}}$, timpul.

Se obține astfel sistemul de ecuații cu mărimi adimensionale :

$$\left.\begin{aligned} u_\alpha &= 1 - i_r Z_R - \frac{\mathrm{d}i_\gamma}{\mathrm{d}\xi} \\ i_\gamma &= i_\delta + u_\alpha y \\ \frac{\mathrm{d}u_\alpha}{\mathrm{d}\xi} &= \frac{\mathrm{d}i_\delta}{\mathrm{d}\xi} Z_{R_1} + i_\delta \\ \frac{\mathrm{d}\left(\frac{1}{y}\right)}{\mathrm{d}\xi} &= \frac{a}{y} - u_\alpha^2 b \end{aligned}\right\}, \qquad (42)$$

cu patru parametri arbitrari

$$\left.\begin{aligned} Z_R &= \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \\ Z_{R_1} &= \frac{R_1}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \\ a &= \frac{\sqrt{LC}}{\tau} \\ b &= \frac{\hat{P}}{p} \omega \tau a^2 \end{aligned}\right\}, \qquad (43)$$

unde $\hat{P} = \hat{U} \cdot \hat{I}$ are semnificația puterii de scurtcircuit, valoarea de vîrf, iar ω este pulsația curentului de scurtcircuit. Se poate astfel constata, în funcție de parametrii (43), dacă arcul electric are tendința de stabilitate sau instabilitate în jurul trecerii prin zero a curentului de scurtcircuit și deci dacă întreruperea este reușită sau nereușită. Studiul întreruperii cu ajutorul relațiilor (42) este mai complet decît cel obținut cu relația (11), întrucît sînt luate în considerare toate elementele rețelei.

7. *Ejecția de plasmă.* Experimental se constată că la arcul electric de curent intens ($I > > 3$ kA), stabilit între doi electrozi, are loc o scurgere de plasmă de la electrozi, după o direcție axială, astfel încît cele două curente de plasmă se lovesc, iar la o distanță egală de electrozi se formează un disc de plasmă ejectată perpendicular pe direcția axială. Condiția necesară formării curentului de plasmă este ca să existe un discetru variabil al coloanei arcului electric. Această condiție este îndeplinită la formarea arcului electric, deoarece piciorul arcului electric se sprijină pe o suprafață mică, cu o densitate de curent de ordinul $10^5 \div 10^7$ A/ cm^2, întrucît metalul electrodului are o răcire bruscă, datorită conductivității termice ridicate și o conductivitate electrică mai mare decît a gazului în care arde arcul electric. Același efect de curent de plasmă se produce și la strangularea coloanei arcului, obligînd arcul să treacă prin orificii metalice răcite sau orificii izolante din material ceramic refractar.

Explicația teoretică a formării curentului de plasmă se datorează lui Maecker [16], ca ulterior alți cercetători [17], [18] să caute să utilizeze curentul de plasmă sub forma unei ejecții de plasmă, în scopul expulzării purtătorilor de sarcină și deci a dezionizării arcului în vederea stingerii lui în aparatele de comutație. Formarea curentului de plasmă nu poate fi atribuită presiunii create de vaporizarea electrodului, ci existenței forței Lorentz, care conduce la comprimarea gazului ionizat. În adevăr, ecuația generală a mișcării gazului, conform teoriei cinetice a fluidelor, este :

$$\rho \frac{\mathrm{d}\bar{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p + \bar{J} \times \bar{B}. \qquad (44)$$

Termenul $\bar{J} \times \bar{B}$ reprezintă forța Lorentz, adică forța exercitată asupra purtătorilor de sarcină care se găsesc în cîmpul magnetic $\bar{B}$. Dacă coloana arcului electric este cilindrică, iar liniile de curent sînt paralele se stabilește un echilibru între forța Lorentz și forța datorită comprimării gazului, care rămîne imobil, conform ecuației :

$$-\operatorname{grad} p + \bar{J} \times \bar{B} = 0. \qquad (45)$$

Dacă liniile de curent nu sînt paralele, ceea ce înseamnă o variație a diametrului coloanei arcului și o iregularitate a cîmpului magnetic, apare curentul de gaz conform relației (44), forțele-grad p și $\bar{J} \times \bar{B}$ avînd drept rezultantă forța de inerție $\rho \frac{\mathrm{d}\bar{v}}{\mathrm{d}t}$. În axa coloanei arcului electric inducția $\bar{B}$ este nulă, iar din (44) rezultă :

$$\rho \frac{\mathrm{d}\bar{v}}{\mathrm{d}t} = -\operatorname{grad} p. \qquad (46)$$

În figura 9 se reprezintă schematic starea cinetică a plasmei între electrozii 1 și 2. Punctul

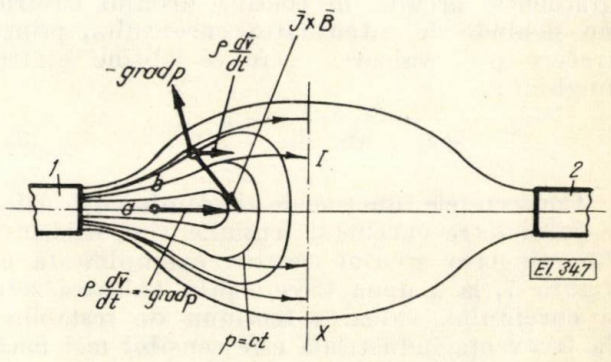


Fig. 9. Relativ la curentul de plasmă.

a satisface ecuația (46), iar punctul b ecuația (44); curentul de plasmă se deplasează către planul de simetrie X. O stare cinetică simetrică se obține și în cazul în care locul suprafețelor frontale ale electrozilor 1 și 2 ar fi ocupat de

orificii de strangulare ale unui arc electric mai lung. Urmărind ejecția de plasmă și deci dezionizarea arcului electric se prevede o adaptare constructivă a camerelor de stingere atît pentru aparatele de joasă tensiune, cît și pentru cele de înaltă tensiune. Astfel, se poate considera că la stingerea arcului electric de joasă tensiune, în camerele de stingere echipate cu plăci metalice, pe lîngă efectul de electrod un rol important îl are și ejecția de plasmă [17]. La întreruptoarele de medie tensiune se studiază efectul ejecției de plasmă obținut prin strangularea repetată a arcului electric [18].

8. *Observații finale.* Utilizarea aparatelor cu comutație mecanică la întreruperea curenților intenși a condus la studii aprofundate asupra arcului electric care apare în această circumstanță. Caracteristicile arcului electric și mai ales constanta de timp a acestuia depind în mare măsură de proprietățile gazului în care arde. Din acest punct de vedere hexafluorura de sulf este deosebit de indicată ca mediu de stingere în întreruptoare. Procesul întreruperii arcului electric nu poate fi izolat de rețeaua electrică în care întreruptorul de putere are un rol important. Astfel, simultan cu procesele fizice care caracterizează arcul electric ca atare este necesar a se lua în considerare și interacțiunea dintre rețea și arcul electric. Un aspect al acestei interacțiuni îl prezintă posibilitatea de diminuare a valorii curentului de scurtcircuit și a tensiunii de restabilire la întreruptoarele cu stingere în aer. Prezența acumulatoarelor de energie în rețea oferă un alt aspect de interacțiune strîns legat de producerea supratensiunilor de comutație. În sfîrșit, clarificarea procesului scurgerii plasmei în arcul electric oferă constructorilor noi posibilități de perfecționare a aparatelor de comutație mecanică.

Bibliografie

[1] *Kesselring, F.* Untersuchungen an elektrischen Lichtlogen. În: Elektrotech. Z. (ETZ) **55**, nr. 4, 1934, p. 92—94; nr. 5, p. 116—118; nr. 7, p. 165—168.

[2] *Kesselring, F.* și *Koppelmann, F.* Das Schaltproblem der Hochspannungstechnik. În: Arch. Elektrotech. **29**, nr. 1, 1935, p. 1—33; Arch. Elektrotech. **30**, nr. 2, 1936, p. 71—108; Arch. Elektrotech. **35**, nr. 3, 1941, p. 155.

[3] *Kesselring, F.* și *Elenbaas, W.* Zur Frage der Berechnung des Minimumprinzips in der Theorie der Bogenentladung. În: Elektrotech. Z. (ETZ) **57**, nr. 51, 1936, p. 1 497—1 500.

[4] *Mayr, O.* Beitrag zur theorie der Statischen und dynamischen Lichtbogen. În: Arch. Elektrotech. **37**, 1943, p. 588—608.

[5] *Cassie, M.* Introduction to the Theorie of Circuit Interruption. În: Circuit Breaking, Butterworths Scientific Publications, London, 1950.

[6] *Mayr, O.* Aufgaben und Lösungen aus der Theorie der Gasentladungen vor allen des Lichtbogens. În: VDE Buchreihe, Band **3**. Berlin, VDE Verlag, 1958.

[7] *Schmidt, E.* Beitrag zum dynamischen Lichtbogenverhalten im Stromnulldurchganz von Wechelstromschaltern. În: VDE Buchreihe, Berlin, VDE Verlag, 1958.

[8] *Slamecka, E.* Prüfung von Hochspannungs-Leistungsschaltern. Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1966.

[9] *Maecker, H., Finkelnburg, W.* Elektrische Bögen und thermisches Plasma. În: Handbuch der Psysik (S. Flügge), Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer Verlag, 1956.

[10] *Maecker, H.* Über die Charakteristiken zylindrischen Bögen. In: Z. Phisik **157**, 1959, p. 1—29.

[11] *Frind, G.* Über das Abklingen von Lichtbogen. În: Z. Angew. Phys. **12**, nr. 5, 1960, p. 231—237 și nr. 11. p. 515—521.

[12] *Frind, G.* Time Constantans of Flat Arcs Cooled by Thermal Conduction. În: IEEE Trans. on Power App. Syst. **84**, nr. 12, 1955, p. 1 125—1 131.

[13] *Hortopan, G.* Aparate electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.

[14] *Zaleski, A.M.* Elektriceskaia duga otkliucenia. Moscova-Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.

[15] *Yoon, H.* și *Browne, T.E.* A Study of the Dynamic Respense of Arc. Time constants of Low-Current Arcs under Small Air Flow. În: IEEE Transactions an Power Apparatus and Systems, nr. 69, dec 1963, p. 1 002—1 014.

[16] *Maecker, H.* Plasmaströmungen in Lichtbögen infolge eigenmagnetische Kompresion. În: Zeitschrift für Physik, **141**, 1955, p. 198—216.

[17] *Burghard, G.* Über die Bedeutung der Plasmaströmung im Schaltlichtbogen. IX. Internationales Kolloquim. Elektrische Apparate und Auflagen. T.H. Ilmenau, Okt. 1964.

[18] *Eckardt v. B.* și *Thiel, H.* Der Einfluss der Plasmastrahlen auf die Kennlinien von Hochstrombogen. În: AEG Mitt. **57**, nr. 7, 1967, p. 420—424.

Intrat în redacție 3.VI.1968

Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat monofazat

Emil Micu* — Braşov

CZ 621.313.222—523.2 : 621.314.63.025.1

1. Generalităţi

Alimentarea motorului de curent continuu cu excitaţie în serie de la un redresor comandat a căpătat o importanţă deosebită o dată cu progresele realizate în ultimii zece ani de către tehnica electronicii de putere. Pe lîngă avantajele legate de posibilitatea modificării continue a turaţiei, în limite largi, fără pierderi de energie, acest tip de acţionare are anumite particularităţi, legate de înrăutăţirea comutaţiei, supraîncălzirea motorului produsă de armonicile superioare ale curentului şi înrăutăţirea caracteristicilor mecanice în regim de curent întrerupt.

Aceste particularităţi afectează şi caracteristicile de tracţiune, unde motorul serie are o aplicabilitate de primă importanţă.

Introducerea redresoarelor comandate cu tiristoare pe locomotivele electrice de curent alternativ a permis modificarea continuă a forţei de tracţiune, renunţînd la reglarea în trepte a tensiunii transformatorului, fapt care influenţează favorabil aderenţa, adică capacitatea locomotivei de a utiliza cuplul dezvoltat de motor. Frînarea cu recuperare, limitată la realizări experimentale la locomotivele cu ignitroane şi excitroane, din cauza pericolului aprinderilor inverse, constituie un alt avantaj al redresoarelor cu tiristoare.

Redresorul monofazat de pe locomotiva cu ignitroane era cu priză mediană, din cauza căderilor de tensiune pe supape. Schemele de redresoare cu diode cu siliciu şi tiristoare sînt în punte, din cauza solicitărilor mai mici ale celulelor redresoare la tensiune inversă şi utilizării mai bune a transformatorului. Căderile de tensiune în sens de conducţie pe diodele cu siliciu şi redresoare sînt mult mai mici (1—2 V faţă de 20—30 V la redresoarele ionice).

Motorul alimentat de la un redresor comandat monofazat are o comutaţie înrăutăţită, din cauza t.e.m. transformatorice induse în secţia care comută, de către fluxul de excitaţie pulsator. Pentru micşorarea pulsaţiilor fluxului de excitaţie înfăşurarea de excitaţie se şuntează în permanenţă cu o rezistenţă potrivit aleasă [3], care să conducă cea mai mare parte a armonicilor de curent, astfel încît t.e.m este practic constantă. De asemenea, pentru limitarea încălzirii suplimentare produse de armonicile superioare ale curentului, care nu produc cuplu util, în serie cu motorul se conectează o bobină de netezire. Motorul astfel alimentat (fig. 1) se numeşte motor de curent ondulat [3] spre deosebire de motorul de tensiune ondulată, care se alimentează fără bobină de netezire şi care se dimensionează la fel cu motorul serie de curent alternativ.

Factorul de putere al redresorului comandat se poate îmbunătăţi considerabil dacă se comandă numai două din braţele punţii [1]. La puntea comandată în întregime (fig. 1*a*) bobina de netezire menţine curentul prin celule şi transformator şi după trecerea prin zero a tensiunii transformatorului, pînă cînd se egalează t.e.m. a bobinei. La puntea semicomandată energia magnetică a bobinei face să treacă curentul prin celula necomandată, fără a încărca reţeaua cu putere reactivă. Celulele necomandate joacă rolul diodei de descărcare, frecvent folosită în redresoarele comandate. Dacă de exemplu, conduc celulele 2 şi 3, după trecerea prin zero a tensiunii alternative, curentul va continua să treacă prin celulele 1 şi 2 la puntea semicomandată simetrică (fig. 1*b*) şi prin celulele 3 şi 4, la puntea semicomandată nesimetică (fig. 1*c*). Economia de putere reactivă se poate explica şi prin aceea că echivalînd redresorul în punte cu două redresoare cu priză mediană înseriate, din care unul este comandat şi altul necomandat, redresorul necomandat nu necesită

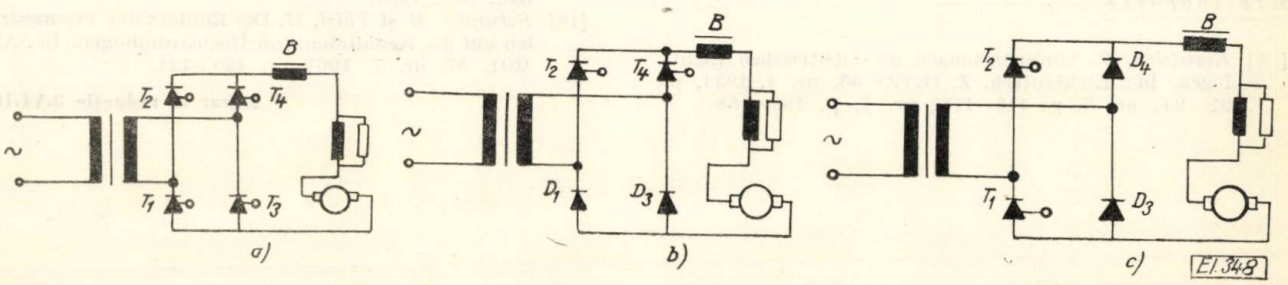


Fig. 1. Redresor monofazat în punte.

* Ing. *E. Micu* este şef de lucrări la Catedra de electrotehnică din Institutul politehnic Braşov.

putere reactivă de comandă, aşa încît puterea reactivă a redresorului se reduce la jumătate.

Din punctul de vedere al factorului de putere nu există deosebiri între puntea simetrică şi cea nesimetrică. Constructiv, puntea nesimetrică este mai avantajoasă, deoarece curentul liber se închide întotdeauna prin celule necomandate, care sînt mai încărcate şi fiind diode sînt mult mai ieftine. În schimb schema simetrică avînd catozii celulelor comandate la acelaşi potenţial, prezintă avantajul că se poate folosi un singur dispozitiv de comandă pentru ambele tiristoare. Pentru trecerea în regim invertor, la frînarea cu recuperare, este necesar ca toate braţele punţii să conţină tiristoare, deci avantajul legat de preţul de cost al diodelor dispare. Puntea cu tiristoare în toate braţele poate fi semicomandată, menţinînd tiristoarele din braţele necomandate deblocate în tot intervalul semiperioadei pozitive.

În lucrare se calculează caracteristicile mecanice statice ale motorului de curent ondulat, alimentat de un redresor comandat şi se stabileşte domeniul optim de comandă. Aceste caracteristici nu sînt tratate în literatura de specialitate, care se limitează la motorul de curent continuu cu excitaţie separată [2]. Studiul lor este necesar, cunoscînd faptul că acţionările de curent continuu cu redresoare comandate se caracterizează prin reducerea stabilităţii dinamice la mărirea unghiului de comandă, în special în regimul de curent întrerupt.

2. Caracteristica exterioară a redresorului

Se fac următoarele ipoteze simplificatoare: — tiristoarele şi diodele sînt ideale; căderile de tensiune în sens de conducţie şi curenţii inverşi egali cu zero; — nu se ia în considerare comutaţia redresorului; — nu se consideră modificarea turaţiei şi sarcinii motorului în decursul perioadei; — nu se consideră saturaţia maşinii (unele motoare de tracţiune sînt nesaturate, pentru a obţine o caracteristică mecanică mai căzătoare şi a se renunţa la slăbirea cîmpului).

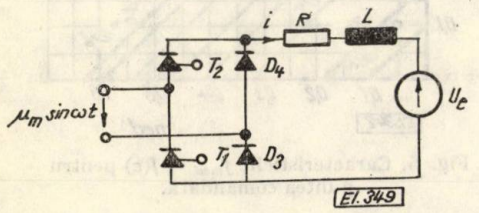


Fig. 2. Schema echivalentă a motorului de curent ondulat.

Schema echivalentă a motorului de curent ondulat constă dintr-o inductivitate (bobina de netezire), o rezistenţă şi o sursă de t.e.m continuă, funcţie de turaţie şi de componenta continuă a curentului (fig. 2). Dacă motorul este necompensat, ceea ce se întîmplă destul de rar din cauza pericolului focului circular, în schemă trebuie introdusă şi inductivitatea indusului.

Se utilizează următoarele notaţii (fig. 2):

u_m — amplitudinea tensiunii secundare a transformatorului;

$\theta = \omega t$ — coordonata unghiulară măsurată din momentul deblocării tiristorului;

α_c — unghiul de comandă al tiristorului, măsurat din originea sinusoidei tensiunii;

U_e — t.e.m. a motorului;

$\varepsilon = \frac{U_e}{u_m}$ — factorul de tensiune;

$j = \frac{iR}{u_m}$ — factorul de curent;

$\tau = \operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L}{R}$ — parametrul de sarcină.

2.1. Punte comandată (fig. 1a). Tiristoarele pot fi comandate numai în intervalul de timp în care valoarea momentană a tensiunii alternative este mai mare decît t.e.m. Limitele intervalului de comandă α_{c1} şi α_{c2} se determină din condiţia (fig. 3):

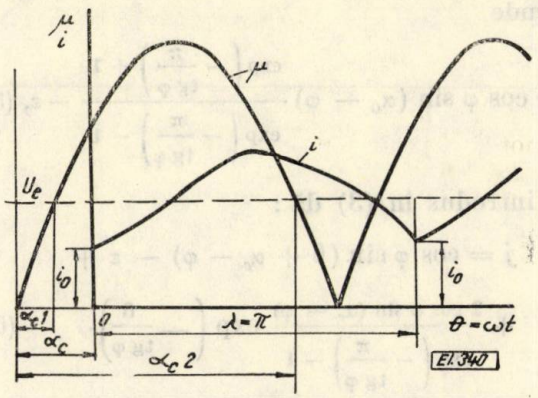


Fig. 3. Diagrama tensiunilor şi curenţilor.

$$u_m \sin \alpha_c - U_e \geqslant 0 \text{ sau } \sin \alpha_c \geqslant \varepsilon, \qquad (1)$$

adică:

$$\alpha_{c1} = \arcsin \varepsilon; \quad \alpha_{c1} < \frac{\pi}{2};$$

$$\alpha_{c2} = \arcsin \varepsilon; \quad \alpha_{c2} > \frac{\pi}{2}.$$

Pentru o semiperioadă este valabilă ecuaţia diferenţială a curentului:

$$u_m \sin(\theta + \alpha_c) = U_e + iR + \omega L \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}\theta}, \qquad (2)$$

care se scrie în unităţi relative :

$$\sin(\theta + \alpha_c) = \varepsilon + j + \tau \frac{dj}{d\theta} \qquad (2')$$

şi are soluţia :

$$j = \cos\varphi \sin(\theta + \alpha_c - \varphi) - \varepsilon + \\ + [\varepsilon + j_0 - \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)] \exp\left(-\frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (3)$$

valabilă numai pentru $j > 0$ şi $j = j_0$ la $\theta = 0$.

În regim staţionar, în cazul curentului neîntrerupt, valorile curentului la începutul şi sfîrşitul conducţiei fiecărui tiristor sînt egale, deoarece curentul de la sfîrşitul conducţiei unui tiristor reprezintă obligatoriu curentul de la începutul conducţiei tiristorului următor, adică :

$$j_0 = \cos\varphi \sin(\pi + \alpha_c - \varphi) - \varepsilon + \\ + [\varepsilon + j_0 - \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)] \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (4)$$

de unde

$$j_0 = \cos\varphi \sin(\alpha_0 - \varphi) \frac{\exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right) + 1}{\exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - 1} - \varepsilon, \qquad (5)$$

care introdus în (3) dă :

$$j = \cos\varphi \sin(\theta + \alpha_c - \varphi) - \varepsilon + \\ + \frac{2\cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)}{\exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - 1} \exp\left(-\frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right). \qquad (6)$$

Limita domeniului de curent neîntrerupt se află punînd $j_0 = 0$, adică :

$$\varepsilon = \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi) \frac{1 + \exp\left(\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}{1 - \exp\left(\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}. \qquad (7)$$

Ecuaţia (7) este transcendentă şi este rezolvată grafic în figura 4 (linii punctate), cu tg φ luat ca parametru.

Valoarea medie a curentului neîntrerupt, pe o semiperioadă, este în unităţi relative :

$$j_{med} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} j \, d\theta, \qquad (8)$$

care rezolvată devine :

$$j_{med} = \frac{2}{\pi}\cos\alpha_c - \varepsilon. \qquad (9)$$

Relaţia (9) arată cum trebuie să se modifice t.e.m. pentru a avea prin motor un anumit curent j_{med}, la diferite unghiuri de comandă

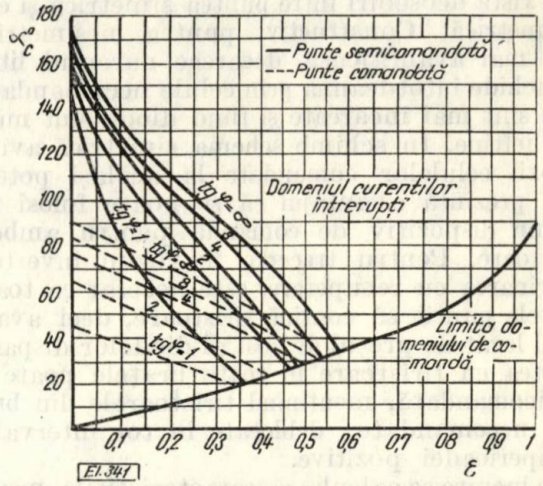


Fig. 4. Limitele domeniului curenţilor neîntrerupţi.

şi este reprezentată în diagrama din figura 5, cu α_c luat ca parametru.

Caracteristica exterioară a redresorului se obţine adunînd la t.e.m. căderea de tensiune în indus iR, adică în unităţi relative j_{med}. Tensiunea medie la bornele redresorului nu depinde de sarcină :

$$\varepsilon' = \frac{2}{\pi}\cos\alpha_c; \qquad U'_{med} = \frac{2}{\pi} u_m \cos\alpha_c, \qquad (10)$$

lucru evident, pentru că neglijînd comutaţia, impedanţa pe partea de curent alternativ se consideră egală cu zero.

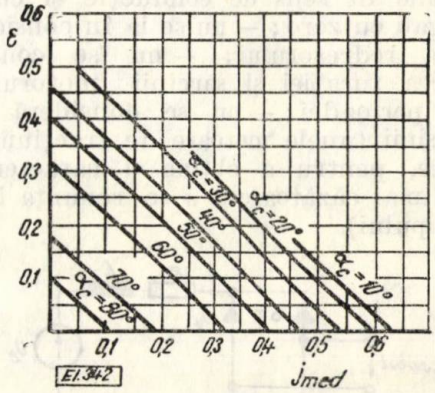


Fig. 5. Caracteristicile $j_{med} = f(\varepsilon)$ pentru puntea comandată.

2.2. *Punte semicomandată nesimetrică (fig. 1c).* Schema în punte semicomandată este studiată în literatură numai în ipoteza neglijării componentei alternative a căderii de tensiune pe rezistenţă. La valori relativ mici ale inductivităţii bobinei de netezire, această aproximaţie poate da erori însemnate.

Tiristorul T_2 conduce numai în intervalul $0 < \theta < \pi - \alpha_c$, pentru care este valabilă ecuaţia :

$$\sin(\theta + \alpha_c) = \varepsilon + j_T + \operatorname{tg}\varphi \frac{dj_T}{d\theta}, \qquad (11)$$

cu soluţia :

$$j_T = \cos\varphi \sin(\theta + \alpha_c - \varphi) - \varepsilon + \\ + [\varepsilon + j_{T0} - \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)] \exp\left(-\frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (12)$$

valabilă numai pentru $j_T > 0$; $j_T = j_{T0}$ la $\theta = 0$.

Dioda D_4 conduce în intervalul $\pi - \alpha_c < \theta < \pi$, ecuaţia diferenţială a curentului fiind în acest interval :

$$0 = \varepsilon + j_D + \operatorname{tg}\varphi \frac{dj_D}{d\theta}, \qquad (13)$$

cu soluţia :

$$j_D = -\varepsilon + [j_T(\pi - \alpha_c) + \varepsilon] \exp\left(\frac{\pi - \alpha_c - \theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (14)$$

valabilă numai pentru $j_D > 0$; $j_D = j_T(\pi - \alpha_c)$, la $\theta = \pi - \alpha_c$.

În regim staţionar, valorile curentului la începutul conducţiei tiristorului şi sfîrşitul conducţiei diodei sînt egale, adică $j_{T0} = j_{D\pi}$. Cu această condiţie se obţine :

$$j_{T0} = -\varepsilon + \frac{\cos\varphi \sin\varphi}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \\ - \frac{\cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (15)$$

care, introdusă în (12), dă :

$$j_T = \cos\varphi \sin(\theta + \alpha_c - \varphi) - \varepsilon + \\ + \frac{\cos\varphi \sin\varphi \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(- \\ - \frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right). \qquad (16)$$

În mod analog se obţine curentul prin diodă :

$$j_D = -\varepsilon + [\cos\varphi \sin\varphi \exp\left(\frac{\pi - \alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) + \\ + \frac{\cos\varphi \sin\varphi \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(- \\ - \frac{\theta}{\operatorname{tg}\varphi}\right). \qquad (17)$$

Limita domeniului de curent neîntrerupt se află punînd $j_{T0} = 0$, adică :

$$\varepsilon = \frac{\cos\varphi \sin\varphi}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \\ - \frac{\cos\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)} \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right), \qquad (18)$$

ecuaţie transcendentă rezolvată grafic tot în figura 4 (linii pline) cu tg φ luat ca parametru. Se observă că domeniul de curent neîntrerupt la puntea semicomandată este considerabil mărit faţă de puntea comandată.

Pentru domeniul de curent neîntrerupt valorile medii ale curentului prin tiristor şi prin diodă într-o semiperioadă sînt respectiv :

$$j_{T\,med} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi-\alpha_c} j_T \, d\theta; \quad j_{D\,med} = \frac{1}{\pi}\int_{\pi-\alpha_c}^{\pi} j_D \, d\theta, \qquad (19)$$

iar valoarea medie a curentului prin motor :

$$j_{med} = j_{T\,med} + j_{D\,med}. \qquad (20)$$

Efectuînd integralele, se obţine :

$$j_{T\,med} = \frac{\cos\varphi}{\pi}\left[\cos\varphi + \cos(\alpha_c - \varphi)\right] - \\ - \varepsilon\left(1 - \frac{\alpha_c}{\pi}\right) + \frac{1}{\pi}\left[\sin^2\varphi \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \right. \\ \left. - \sin\varphi \sin(\alpha_c - \varphi)\right] \frac{1 - \exp\left(-\frac{\pi - \alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}; \qquad (21)$$

$$j_{D\,med} = -\varepsilon\frac{\alpha_c}{\pi} - \frac{1}{\pi}\left[\sin^2\varphi \exp\left(-\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - \right. \\ \left. - \sin\varphi \sin(\alpha_c - \varphi) \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)\right] \frac{1 - \exp\left(\frac{\alpha_c}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right)}$$

şi (22)

$$j_{med} = j_{T\,med} + j_{D\,med} = \frac{1}{\pi}(1 + \cos\alpha_c) - \varepsilon. \qquad (23)$$

Caracteristicile $j_{med} = f(\varepsilon, \alpha_c)$ cu α_c ca parametru sînt date în figura 6. Caracteristicile exterioare ale redresorului se obţin adunînd cum s-a mai arătat la valoarea t.e.m. căderea de tensiune pe rezistenţa indusului egală în unităţi relative cu j_{med}, deci :

$$\varepsilon'' = \frac{1}{\pi}(1 + \cos\alpha_c) \text{ sau}$$

$$U''_{med} = \frac{u_m}{\pi}(1 + \cos\alpha_c). \qquad (24)$$

Acest rezultat era de aşteptat, deoarece se poate obţine direct considerînd puntea semicomandată din figura 1*b* ca fiind înlocuită cu două redresoare cu priză mediană înseriată, din care unul este comandat, iar celălalt este

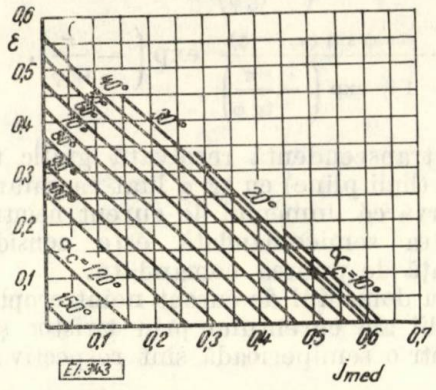


Fig. 6. Caracteristicile $j_{med} = f(\varepsilon)$ pentru puntea semicomandată.

necomandat, tensiunea fiecărui redresor fiind egală cu jumătatea tensiunii secundare a transformatorului. Tensiunile medii redresate de cele două redrescare cu priză mediană sînt :

$$U_{med\,1} = \frac{u_m}{\pi}; \tag{25}$$

$$U_{med\,2} = \frac{u_m}{\pi} \cos \alpha_c, \tag{26}$$

care adunate dau tocmai relaţia (24).

3. Caracteristica mecanică statică

Regimul staţionar al motorului este determinat de echilibrul dintre cuplul rezistent static şi cuplul dezvoltat de motor. La o valoare dată a unghiului de comandă α_c, dacă sarcina creşte, turaţia trebuie să scadă, pentru ca micşorîndu-se t.e.m. a indusului să se mărească curentul prin indus şi să fie echilibrată creşterea cuplului rezistent. Această scădere a turaţiei este mult mai pronunţată decît la motorul cu excitaţie separată (singurul motor tratat în literatură [2]) pentru că t.e.m. are tendinţă de creştere cu creşterea sarcinii. Pe de altă parte, scăderea turaţiei este mult mai accentuată decît la alimentarea de la o tensiune continuă, datorită înclinaţiei mari a caracteristicii $\varepsilon = f(j_{med})$, (fig. 5), ceea ce constituie o trăsătură comună acţionărilor cu redresoare [2].

T.e.m. a indusului este proporţională cu turaţia şi cu fluxul

$$U_e = C_e \Phi n, \tag{27}$$

iar cuplul, proporţional cu curentul mediu şi cu fluxul :

$$M = C_M \Phi I_{med}. \tag{28}$$

Luînd ca mărimi de bază :

turaţia $$n_b = \frac{U_m}{C_e \Phi_b} \tag{29}$$

şi cuplul $$M_b = C_M \Phi_b I_b, \tag{30}$$

unde $\Phi_b = KI_b$ este fluxul corespunzător curentului de bază $I_b = \frac{u_m}{R}$, turaţia, cuplul şi fluxul în unităţi relative vor fi :

$$\nu = \frac{n}{n_b}; \tag{31}$$

$$\mu = \frac{M}{M_b}; \tag{32}$$

$$\psi = \frac{\Phi}{\Phi_b}. \tag{33}$$

Din (27) şi (28) se obţine :

$$\varepsilon = \psi \nu;$$

$$\mu = \psi j_{med}. \tag{34}$$

În ipoteza motorului nesaturat se obţine evident :

$$\psi = j_{med}. \tag{35}$$

Relaţiile (34) devin :

$$\nu = \frac{\varepsilon}{j_{med}}; \tag{36}$$

$$\mu = j^2_{med}, \tag{37}$$

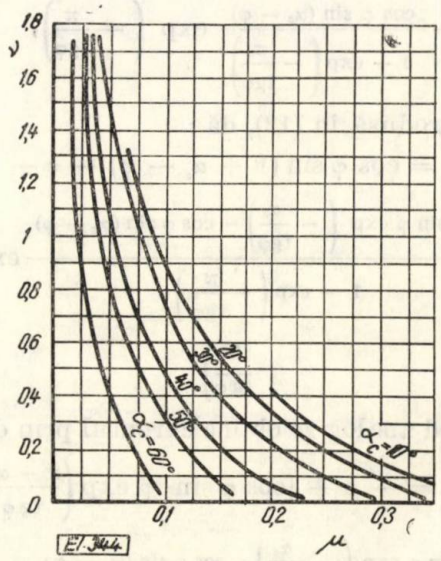


Fig. 7. Caracteristicile mecanice (punte comandată).

care reprezintă caracteristica mecanică a motorului în unităţi relative, pentru domeniul curenţilor neîntrerupţi, în regim nesaturat. Cu aju-

torul lor şi cu ajutorul caracteristicilor $\varepsilon = f(j_{med})$ (fig. 5 şi 6) se pot trasa caracteristicile mecanice pentru diferite unghiuri de comandă pentru puntea comandată (fig. 7) şi pentru puntea semicomandată (fig. 8). Se observă că panta caracteristicii este cu atît mai mare cu cît este mai mare unghiul de comandă.

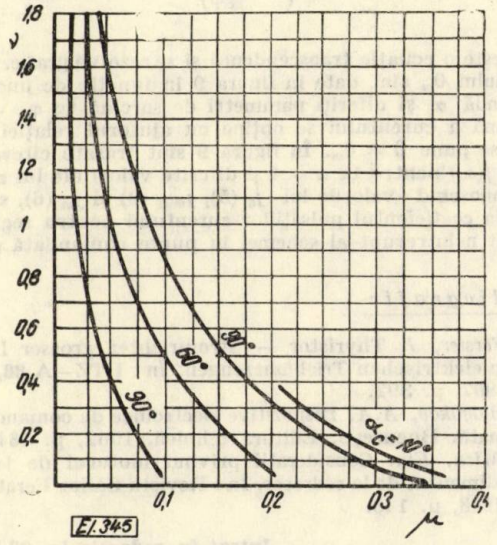


Fig. 8. Caracteristicile mecanice (punte semicomandată).

Trecerea de la unităţile relative la unităţile fizice se face uşor.

În domeniul de curenţi întrerupţi la o creştere a cuplului de sarcină, pentru a obţine o aceeaşi creştere a valorii medii a cuplului motor ca şi în domeniul de curenţi neîntrerupţi, este necesară o creştere considerabilă a amplitudinii impulsurilor de curent. Pentru aceasta, t.e.m. şi deci turaţia trebuie să scadă considerabil mai mult decît în regim de curent neîntrerupt. Din această cauză motorul are o funcţionare instabilă, la variaţii neînsemnate ale sarcinii se produc variaţii mari de turaţie. Din această cauză, regimul de curent întrerupt trebuie evitat.

Dacă motorul se saturează, fluxul poate fi considerat constant, deci apare o liniarizare a caracteristicilor mecanice în zona curenţilor mari. Acest lucru se poate vedea dacă se ia $\psi = 1$, deci :

$$\nu = \varepsilon;$$
$$\mu = j_{med}, \tag{38}$$

deci caracteristica mecanică este dată de caracteristica $\varepsilon = f(j_{med})$ a redresorului, analog cu caracteristica motorului cu excitaţie separată tratat în [2].

4. Gradul de utilizare a cuplului motorului

Cuplul motorului este dat numai de armonicile de acelaşi ordin al curentului şi cuplului. Dacă se consideră fluxul constant, armonicile curentului nu dau cuplu util, ci produc doar o supraîncălzire a motorului. Deci cuplul motorului este determinat de valcarea medie a curentului, iar încălzirea de valoarea sa efectivă. Aceasta înseamnă că la motorul de curent ondulat, cuplul de durată M_d este mai mic decît cuplul nominal M_n determinat de curentul nominal al motorului în curent continuu. Coeficientul de utilizare a cuplului motorului este :

$$\sigma = \frac{M_d}{M_n} = \frac{1}{K_f} \tag{39}$$

şi este egal cu inversul factorului de formă al curentului.

Factorul de formă are valoarea maximă pentru unghiul de comandă la care amplitudinea curentului raportată la valoarea medie are valoarea maximă. În [2] este calculat factorul de formă pentru domeniul de curenţi întrerupţi cu aproximarea impulsurilor de curent cu sinusoide. La limita domeniului de curenţi întrerupţi acest factor de formă are valoarea aproximativă $K_f \cong 1{,}11$. Pentru curenţi neîntrerupţi, factorul de formă este mai mic, avînd valoarea 1 în cazul cînd curentul este perfect netezit. La limita curenţilor neîntrerupţi, coeficientul de utilizare al cuplului motorului are valoarea aproximativă :

$$\sigma = \frac{1}{K_f} \cong \frac{1}{1{,}11} = 0{,}9 \cdot \tag{40}$$

Rezultă că şi din punctul de vedere al utilizării cuplului motorului, regimul de curenţi neîntrerupţi este indicat.

5. Concluzii

Alimentarea motorului cu excitaţie serie cu tensiune pulsatorie dată de un redresor monofazat are ca efect, pe lîngă înrăutăţirea comutaţiei, mărirea înclinaţiei caracteristicilor mecanice şi micşorarea cuplului de durată, ca urmare a încălzirii suplimentare produse de armonicile curentului. Aceste efecte nefavorabile sînt mai pronunţate în domeniile curenţilor întrerupţi ale căror limite sînt calculate pentru puntea comandată şi pentru puntea semicomandată. Utilizarea punţii semicomandate este mult mai avantajoasă din cauza reducerii puterii reactive a redresorului şi a lărgirii domeniului de curenţi neîntrerupţi.

ANEXA

Coeficientul pulsaţiilor curentului

Aprecierea pulsaţiilor curentului se poate face ca în [3] cu ajutorul coeficientului:

$$c = \frac{j_m - j_0}{2j_{med}}. \qquad (41)$$

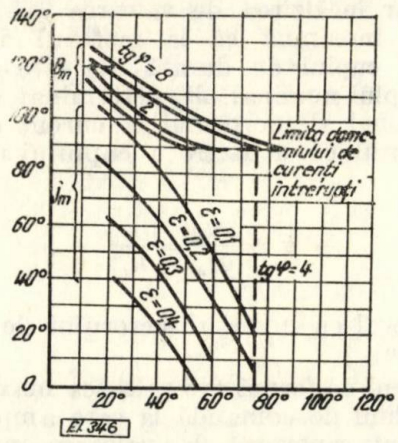


Fig. 9. Diagrama amplitudinii curentului.

Cu cît pulsaţiile curentului sînt mai mari, cu atît încălzirea suplimentară a motorului este mai mare şi cu atît se micşorează gradul de utilizare a cuplului motorului. În continuare se indică modul de calcul al coeficientului pulsaţiilor pentru schema în punte comandată.

Unghiul θ_m, la care curentul are valoarea maximă se determină făcînd derivata curentului (6) $\left(\frac{\partial j}{\partial \theta}\right)_{\theta = \theta_m} = 0$, adică:

$$\sin(\theta_m + \alpha_c - \varphi) - \frac{2\sin(\alpha_c - \varphi)}{\operatorname{tg}\varphi \exp\left(-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}\right) - 1} \exp\left(-\frac{\theta_m}{\operatorname{tg}\varphi}\right) = 0, \qquad (42)$$

care este o ecuaţie transcendentă şi se rezolvă grafic. Valorile unghiului θ_m sînt date în figura 9 în funcţie de unghiul de comandă α_c şi diferiţi parametri de sarcină tg φ. Valoarea maximă a curentului se obţine cu ajutorul relaţiei (6), în care se pune $\theta = \theta_m$. În figura 9 sînt trasate cîteva curbe $j_m = f(\alpha_c)$ pentru tg $\varphi = 4$ şi diferite valori ale lui ε.

Cunoscînd valorile lui j_0 (5), j_{med} (9) şi j_m (6), se poate calcula coeficientul pulsaţiilor curentului pentru regimul de curent neîntrerupt al schemei în punte comandată (41).

Bibliografie

[1] *Förster, J.* Thyristor — Stromrichter grosser Leistung in elektrischen Triebfahrzeugen. În: ETZ—A **88**, nr. 16, 1967, p. 392.

[2] *Bulgakov, A.A.* Dispozitive electronice de comandă automată. Bucureşti, Editura tehnică, 1962, p. 184.

[3] *Micu, Em.* Consideraţii privind motorul de tracţiune alimentat de la redresor. În: Revista Căilor Ferate, nr. 3 1968, p. 148.

Intrat în redacţie la 23.III.1968

Calculul amplificatorului magnetic cu reacţie internă şi sarcina liniară pasivă

Aurelian Crăciunescu* — Bucureşti

CZ 621.375.3.001.25

1. Problema calculului amplificatorului magnetic. Calculul unui amplificator magnetic prezintă dificultăţi importante din cauza neliniarităţii caracteristicilor elementelor componente: miezul feromagnetic şi redresoarele. Uneori sarcina prezintă şi ea un caracter neliniar, ceea ce complică suplimentar calculul. Metodicile analitice şi grafoanalitice existente în literatură au la bază ipoteze simplificatoare impuse de multe ori de dificultăţile matematice de rezolvare. Astfel, pentru a putea folosi metodele circuitelor liniare, se introduce ipoteza sinusoidei echivalente, conform căreia se consideră că înfăşurările amplificatorului sînt parcurse de un curent sinusoidal, echivalent cu cel real din punctul de vedere al valorii efective sau medii [1] — [7], [8], [12].

Ipoteza sinusoidei echivalente conduce la rezultate suficient de precise numai pentru amplificatoarele magnetice cu coeficient de reacţie mai mic de 0,8 (bobinele saturabile). În cazul amplificatoarelor magnetice cu coeficient de reacţie apropiat de unitate (în particular pentru amplificatorul magnetic cu reacţie internă, al cărui coeficient de reacţie are valoarea unu), liniarizarea circuitului de sarcină duce la neconcordanţe mari între valorile măsurate şi cele calculate pentru caracteristica ieşire-intrare [1], [6], [8]. În prezent, calculul suficient de precis al amplificatoarelor magnetice cu reacţie internă se face numai prin similitudine [8], [10], [11].

În această lucrare vom prezenta o metodică grafoanalitică pentru calculul amplificatorului magnetic cu reacţie internă (amplistat). Relaţiile stabilite pentru calculul volumului miezului feromagnetic şi pentru trasarea caracteristicii ieşire-intrare conduc la rezultate suficient de precise, deoarece la stabilirea lor s-a ţinut seamă de forma reală, nesinusoidală a curenţilor din înfăşurări şi de valoarea finită a rezistenţei inverse a redresoarelor.

Pe baza relaţiilor stabilite şi folosind indicaţiile din literatură, calculul grafoanalitic al unui amplificator magnetic cu reacţie internă

* ing. *A. Crăciunescu* este asistent la Institutul politehnic „Gheorghe Gheorghiu-Dej" din Bucureşti.

şi sarcină liniară pasivă se poate efectua în următoarea succesiune :

1.1. Calculul volumului miezului feromagnetic (7).

1.2. Alegerea miezului din tabele sau dimensionarea sa pe baza relaţiilor de optimizare [1], [6], [8], [12].

1.3. Calculul tensiunii de alimentare [1], [6], [12].

1.4. Trasarea caracteristicii ieşire-intrare (fig. 6).

1.5. Calculul înfăşurărilor [1], [2], [3], [6], [8].

1.6. Verificarea termică [2], [3[, [5], [7].

1.7. Calculul parametrilor de exploatare realizaţi ; stabilirea schemei funcţionale [1], [4], [6], [8], [11].

2. Calculul volumului miezului feromagnetic. Considerăm un amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină liniară pasivă (fig. 1). Există două regimuri extreme în care curentul de sarcină este sinusoidal : *regimul de scurtcircuit* (tensiunea pe amplificator este minimă, ambele miezuri fiind saturate în decursul întregii semiperioade a tensiunii de alimentare) şi *regimul de mers în gol* (curentul de sarcină este minim, miezurile fiind nesaturate pe întreaga durată a semiperioadei tensiunii de alimentare). Valorilor corespunzătoare regimului de scurtcircuit le afectăm indicele K, iar celor corespunzătoare regimului de mers în gol, indicele 0 (zero).

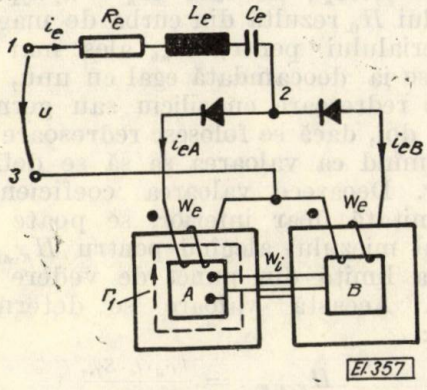


Fig. 1. Schema de principiu a unui amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină pasivă liniară, de curent alternativ.

Dacă curentul de sarcină este sinusoidal, atunci curenţii ce străbat înfăşurările de sarcină vor avea o variaţie pulsatorie (fig. 2,*a*) în ipoteza unei rezistenţe inverse infinite a redresoarelor. În cazul în care rezistenţa inversă a redresoarelor este de valoare comparabilă cu a impedanţei bobinei nesaturate, curentul din înfăşurările de sarcină, în regim de mers în în gol, variază aproape sinusoidal (fig. 2,*b*).

Valoarea curentului de sarcină la mersul în gol, în cazul unei rezistenţe inverse a redresoarelor de valoare finită, este majorată faţă de valoarea aceluiaşi curent pentru cazul rezistenţei inverse infinite. Pentru a ţine seamă de acest fapt vom introduce un coeficient notat cu k_{I0}, pe care-l vom denumi *coeficientul de majorare a curentului de mers în gol* din cauza

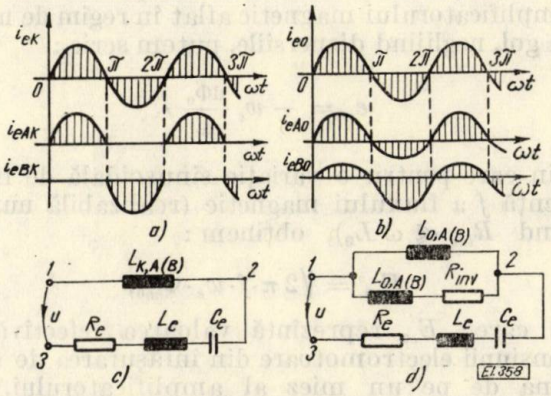


Fig. 2. Curenţii de sarcină în regimurile sinusoidale : *a* – pentru $R_{inv} = \infty$; *b* – pentru $R_{inv} \ll \omega L_0$. Schema echivalentă a circuitului de sarcină : *c* – în regim de scurtcircuit ; *d* – în regim de mers în gol pentru $R_{inv} \ll \omega L_0$ (prima semiperioadă a curentului de sarcină).

curentului invers al redresoarelor. Pentru schema din figura 1, neglijînd valoarea impedanţei sarcinii în raport cu valoarea impedanţei amplificatorului, expresia coeficientului de majorare a curentului de mers în gol este dată de relaţia :

$$k_{I_0} \equiv \frac{I_{e0t}}{I_{e0}} = \sqrt{\frac{1+4a^2}{1+a^2}}\,, \qquad (1)$$

în care $a = \omega L_0 / R_{inv}$ reprezintă raportul dintre impedanţa bobinei nesaturate şi rezistenţa inversă a redresorului. Valorile coeficientului k_{I_0} sînt cuprinse între unu şi doi pentru a variind între 0 şi ∞.

În regim de scurtcircuit, între valoarea efectivă a curentului de sarcină I_{eK}, valoarea sa medie I_{eMK}, valoarea efectivă a curentului din înfăşurările de sarcină $I_{eK,A(B)}$ şi valoarea medie a acestuia din urmă există următoarele relaţii :

$$\begin{cases} I_{eK} = \dfrac{\pi}{2\sqrt{2}}\, I_{eMK}\,; \quad I_{ek,A(B)} = \dfrac{\pi}{2}\, I_{eMK,A(B)} \\ I_{eK} = \sqrt{2}\, I_{eK,A(B)}\,; \quad I_{eMK} = 2\, I_{eMK,A(B)}. \end{cases} \qquad (2)$$

Aplicînd legea circuitului magnetic pentru linia medie de cîmp a amplificatorului magnetic în regim de scurtcircuit, dacă neglijăm solenaţia de comandă în raport cu cea de sarcină, obţinem :

$$\oint_\Gamma \vec{H}_{K,A(B)} \cdot \delta\vec{l} = w_e \cdot i_{eK,A(B)}$$

admiţînd că intensitatea cîmpului magnetic din miezul saturat are aceeaşi valoare de-a lungul liniei medii de cîmp şi ţinînd seamă de relaţiile (2), putem scrie :

$$I_{eK} = \sqrt{2}\, \frac{H_{KA(B)} \cdot l_{Fe}}{w_e}\,, \qquad (3)$$

în care : $H_{K,A(B)}$ reprezintă valoarea efectivă a intensității cîmpului magnetic din miez în regim de scurtcircuit ; l_{Fe} — lungimea liniei medii de cîmp, iar w_e — numărul de spire al înfășurării de sarcină de pe un miez.

Aplicînd legea inducției electromagnetice pentru înfășurarea de sarcină de pe un miez al amplificatorului magnetic aflat în regim de mers în gol, neglijînd dispersiile, putem scrie :

$$e_{e0} = - w_e \frac{d\Phi_0}{d_t},$$

din care pentru o variație sinusoidală de frecvență f a fluxului magnetic (realizabilă numai cînd $R_{int} \ll \omega L_0$), obținem :

$$E_{e0} = \sqrt{2}\,\pi \cdot f \cdot w_e \cdot \Phi_{m0},$$

în care : E_{e0} reprezintă valoarea efectivă a tensiunii electromotoare din înfășurarea de sarcină de pe un miez al amplificatorului, în regim de mers în gol, iar Φ_{m0} reprezintă valoarea maximă a fluxului magnetic la mersul în gol. Se poate arăta cu ușurință că și la o variație pulsatorie a tensiunii sau curentului din înfășurare (fig. 2,*a*) între valoarea maximă a inducției magnetice și valoarea efectivă a tensiunii de pe amplificator, există aceeași relație ca și în cazul variației sinusoidale.

Indiferent de valoarea rezistenței inverse a redresoarelor, atît în regimul de mers în gol, cît și în regimul de scurtcircuit, tensiunea la bornele amplificatorului este sinusoidală. Pentru cele două regimuri limită se pot stabili schemele echivalente din figura 2.

În ipoteza unei distribuții uniforme a inducției magnetice B pe secțiunea circuitului magnetic, se poate scrie :

$$U_{12,0(K)} = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot w_e \cdot B_{m,0(K)} \cdot S_{Fe}, \qquad (4)$$

în care : $U_{12,0(K)}$ reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de pe amplificator, în regim de mers în gol sau de scurtcircuit ; $B_{m,0(K)}$ — valoarea maximă a inducției magnetice în regim de mers în gol sau de scurtcircuit, iar S_{Fe} — aria secțiunii transversale a circuitului magnetic.

Dacă notăm valoarea efectivă a tensiunii de alimentare cu $U_\sim$ și valoarea efectivă a curentului de mers în gol cu I_{e0}, pe baza schemelor din figura 2, se pot scrie relațiile :

$$U_\sim^2 = (R_e \cdot I_{eK})^2 + \left[U_{12,K} + 2\pi f \left(L_e - \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_e} \right) I_{eK} \right]^2, \qquad (5)$$

pentru regimul de scurtcircuit, și :

$$U^2 = (R_e \cdot I_{e0})^2 + \left[U_{12,0} + 2\pi f \left(L_e - \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot C_e} \right) I_{e0} \right]^2, \qquad (6)$$

pentru regimul de mers în gol.

Împărțind relațiile (5) și (6), amplificînd membrul drept cu I_{eK}^2 și ținînd seamă de (3) și (4), se obține expresia volumului miezului feromagnetic :

$$V_{Fe} = S_{Fe} \cdot l_{Fe} = \frac{\sqrt{P_{eK}^2 (1 - 1/k_e^2) + Q_{eK}^2 (1 - 1/k_e)}}{2\pi f \cdot H_{K,A(B)} \sqrt{B_{m0}^2 - B_{mK}^2}}, \qquad (7)$$

în care : $P_{eK} = R_e \cdot I_{eK}^2$ reprezintă puterea activă maximă din circuitul de ieșire ; $Q_{eK} = 2\pi f \,(L_e - 1/4\ \pi^2 \cdot f^2 \cdot C_e)\ I_{eK}^2$ — puterea reactivă maximă absorbită de sarcină, iar $k_e = I_{eK}/I_{e0}$ — coeficientul de reglare al curentului de ieșire.

De obicei, în tema de proiectare se dau valorile R_e, L_{eN}, I_{eN}, f, k_e, urmînd să se aleagă celelalte valori.

Valoarea B_{m0} se alege în punctul în care avem permeabilitate magnetică maximă, atunci cînd urmărim obținerea unui coeficient de reglare k_e cît mai mare sau se alege imediat sub cotul curbei de magnetizare, atunci cînd urmărim obținerea unui volum minim al miezului la k_e și P_{eN} dați. Alegerea lui B_{m0} după cotul curbei de magnetizare nu se recomandă, deoarece micșorarea volumului miezului este neînsemnată în timp ce creșterea curentului de mers în gol este mult prea mare [1], [6].

Valoarea B_{mK} se calculează cu relația $B_{mK} = 0{,}245 . B_{m0}$, care se stabilește pe baza relației (15), în care se ține seamă că[1] $H_K = 0{,}97 H^*$.

Valoarea $H_{K,A(B)}$ se determină cu expresia $H_{K,A(B)} = 0{,}7 H_K$, în care $H_K = k_e\, k_{I_0} H_0$. Valoarea lui H_0 rezultă din curba de magnetizare a materialului pentru B_{m0} ales mai înainte, iar k_{I_0} se ia deocamdată egal cu unu, dacă se folosesc redresoare cu siliciu sau germaniu și egal cu doi, dacă se folosesc redresoare cu seleniu, urmînd ca valoarea sa să se definitiveze ulterior. Deoarece valoarea coeficientului k_e este limitată doar inferior, se poate micșora volumul miezului alegînd pentru $H_{K,A(B)}$ chiar valoarea limită din punct de vedere termic : $H_{K,A(B),t}$. Această valoare se determină cu relația :

$$H_{K,A(B),t} = \frac{k_{Cu} \cdot j_e \cdot S_{f,e}}{0{,}9\ l_{Fe}}$$

în care : k_{Cu} reprezintă coeficientul de umplere cu cupru ; j_e — densitatea curentului din înfășurarea de sarcină ; $S_{f,e}$ — suprafața din fereastră ocupată de înfășurarea de ieșire. Stabilirea acestei relații se face imediat pornind de la definiția lui j_e și ținînd seamă că[1] $I_{e,t} = 1{,}11 . I_{eN}$ și $I_{eN} = 0{,}81 \cdot I_{eK}$.

Să se calculeze volumul miezului unui amplificator magnetic cu reacție internă folosind formula (7). Se dă[2] : $R_e = 21{,}5\ \Omega$; $I_{eN} = 8{,}2$ A ;

[1] A.I.E.E. Comitee Report, sept 1959. Proposed Standard Test Cores for Magnetic Amplifiers.

[2] Datele amplificatorului A.M.S.U. — 4 b/220 fabricat la „Electrotehnica".

$I_{e0}=0{,}185$ A; $f=50$ Hz; material magnetic: oţel laminat la rece ARMCO M6-x, redresoare cu seleniu. Se alege $B_{m0}=1{,}55$ T; la această valoare corespunde $H_0=130$ A/m şi $B_{mK}=0{,}38$ T. Valoarea de calcul a volumului unui miez este:

$$V_{Fe}=\frac{21{,}5\cdot(1{,}23\times 8{,}2)^2}{2\pi\cdot 50\cdot 8000\cdot\sqrt{1{,}55^2-0{,}38^2}}=580\times 10^{-6}\,\mathrm{m}^3.$$

Din datele constructive ale amplificatorului rezultă:

$$V_{Fe}=S_{Fe}\,l_{Fe}=12{,}7\cdot 44\cdot 10^{-6}=558\cdot 10^{-6}\,\mathrm{m}^3.$$

Concordanţa dintre cele două valori este satisfăcătoare.

3. Construcţia caracteristicii ieşire-intrare. Se consideră un amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină rezistivă (fig. 3,*a*). Dacă $B_{m0}\leqslant B_s$, iar elementele componente au caracteristicile din figurile 3,*b* şi 3,*c*, pentru μ_{m0}, $R_{inv}=\infty$, variaţia în timp a curenţilor şi tensiunilor din circuit, la o anumită valoare a curentului de comandă căreia îi corespunde un anumit unghi de saturaţie α, are forma din figura 4.

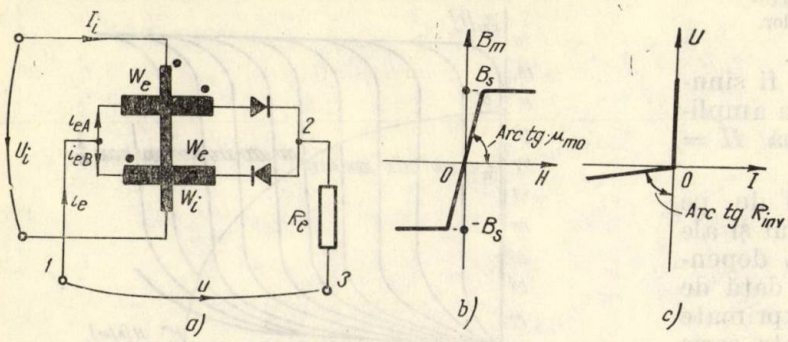


Fig. 3. *a.* Schema unui amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină rezistivă, în curent alternativ.
Fig. 3. *b, c.* Caracteristicile idealizate ale elementelor componente: *b* – miezul feromagnetic; *c* – redresorul.

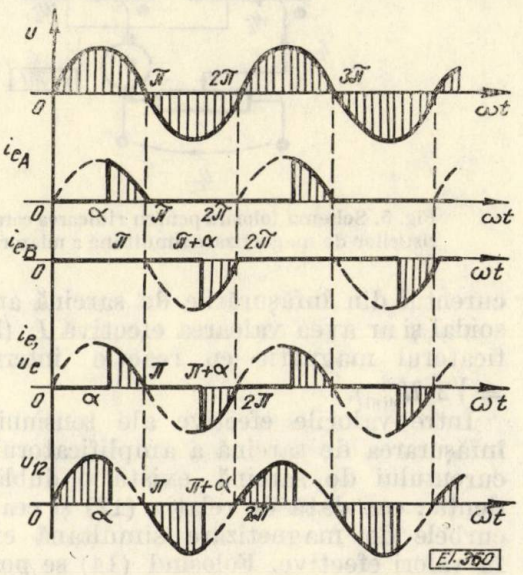


Fig. 4. Variaţia în timp a curenţilor şi tensiunilor din circuitul de sarcină al amplificatorului din figura 3*a* pentru μ_{m0}, $R_{inv}=\infty$.

În cazul variaţiei sinusoidale, la care coeficientul de formă era constant ($k_f=1{,}11$) o relaţie de tipul (12), putea avea loc şi între valorile medii ale mărimilor din circuit. Considerînd forma reală a curenţilor şi tensiunilor, o asemenea relaţie are loc numai între valorile efective ale mărimilor; important este faptul că (12) şi (13) nu depind de parametrul α.

Din punctul de vedere al caracteristicii ieşire-intrare, un amplificator magnetic cu reacţie internă poate fi echivalat cu un amplificator magnetic fără reacţie internă, de tip serie, care are o înfăşurare de reacţie externă cu un coeficient de reacţie unitar [11]. Pe baza acestei echivalări caracteristica ieşire-intrare a amplificatorului magnetic cu reacţie internă se poate construi pornind de la curbele de magnetizare simultană ridicate pentru un amplificator magnetic de tip serie (fig. 5). Curbele de magnetizare simultană reprezintă dependenţa dintre tensiunea de pe amplificator şi curentul din înfăşurările de sarcină, pentru diverse valori ale curentului din înfăşurarea de comandă. În valori efective expresia caracteristicilor de magnetizare simultană este $U_{12}=U_{12}(I_e, I_{cc})$. Alura acestor curbe depinde de natura, forma şi dimensiunile miezului.

La bobine cu miez feromagnetic se obişnuieşte să se exprime dependenţele dintre tensiuni şi curenţi sub o formă independentă de dimensiunile circuitului magnetic şi de numărul de spire al înfăşurărilor. În acest scop se folosesc relaţiile:

$$B_m=\frac{U_{12}}{\sqrt{2}\,\pi\cdot f\cdot w_e\cdot S_{Fe}};\quad H=\frac{w_e\cdot I_e}{l_{Fe}}. \tag{14}$$

Valorile efective şi medii ale curentului de sarcină şi ale tensiunii de pe amplificator, pentru un unghi de deschidere de valoare α, sînt date de relaţiile:

$$I_e=I_{eK}\sqrt{\frac{2(\pi-\alpha)+\sin 2\alpha}{2\pi}}; \tag{8}$$

$$I_{eM}=\frac{\sqrt{2}}{\pi}I_{eK}(1+\cos\alpha); \tag{9}$$

$$U_{12}=U_{\sim}\sqrt{\frac{1}{2\pi}(2\alpha-\sin 2\alpha)}; \tag{10}$$

$$U_{12M}=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_{\sim}(1-\cos\alpha). \tag{11}$$

Se poate verifica imediat că între aceste mărimi există relaţiile:

$$U_{\sim}^2=U_{12}^2+(R_e\cdot I_e)^2; \tag{12}$$

$$U_{\sim M}=U_{12M}+R_e\cdot I_{eM}. \tag{13}$$

în care B_m reprezintă valoarea maximă a inducţiei magnetice din miez, dacă tensiunea de pe amplificator ar fi sinusoidală şi ar avea valoarea efectivă U_{12}, iar H — valoarea efectivă a intensităţii cîmpului magnetic din miez dacă

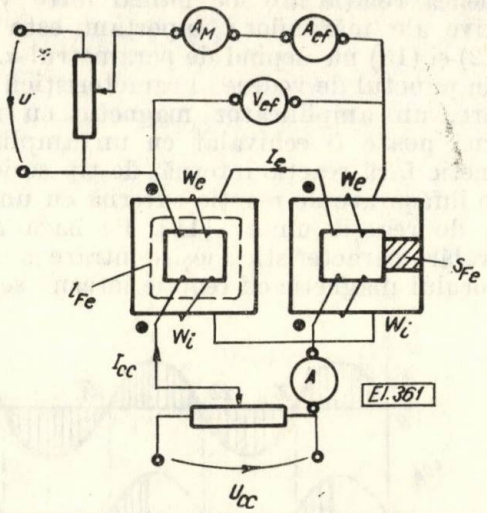


Fig. 5. Schema folosită pentru ridicarea caracteristicilor de magnetizare simultană a miezurilor.

curentul din înfăşurările de sarcină ar fi sinusoidal şi ar avea valoarea efectivă I_e (la amplificatorul magnetic cu reacţie internă $H = \sqrt{2}\, H_{A(B)}$).

Între valorile efective ale tensiunii de pe înfăşurarea de sarcină a amplificatorului şi ale curentului de sarcină există o dublă dependenţă : cea dată de relaţia (12) şi cea dată de curbele de magnetizare simultană exprimate în valori efective. Folosind (14) se poate scrie sistemul de ecuaţii pe care-l satisfac coordonatele punctului de funcţionare în spaţiul de coordonate B_m, H, H_{cc} :

$$\begin{cases} 1 = \left(\dfrac{B_m}{B_m^*}\right)^2 + \left(\dfrac{H}{H^*}\right)^2 \\ B_m = B_m\,(H,\, H_{cc}) \end{cases} \tag{15}$$

în care :

$$B^*_m = \frac{U_\sim}{\sqrt{2}\cdot\pi\cdot f\cdot w_e\cdot S_{Fe}}, \quad \text{iar } H^* = \frac{w_e\cdot U_\sim}{l_{Fe}\cdot R_e}.$$

Sistemul (15) este un sistem de ecuaţii neliniare care depind de un parametru H_{cc}. Eliminînd grafic variabila B_m se obţine dependenţa $H = H\,(H_{cc})$, care la altă scară reprezintă caracteristica ieşire-intrare a amplificatorului magnetic fără reacţie. La amplificatorul magnetic cu reacţie internă, dacă se notează cu H_i intensitatea cîmpului magnetic dat de înfăşurările de intrare şi cu H_{RI} intensitatea cîmpului magnetic de reacţie, se obţine :

$$H_{cc} = H_i + H_{RI},$$

în care :

$$H_{RI} = k_R\cdot k_{red}\cdot H_M, \tag{16}$$

unde $k_R = W_R/W_e$ reprezintă coeficientul de reacţie (la amplistat $k_R = 1$), iar k_{red} — un coeficient ce ţine seamă de prezenţa curentului invers al redresoarelor care are efectul unei reacţii negative. Valorile coeficientului k_{red} depind de tipul schemei amplificatorului, însă în cazul utilizării redresoarelor cu siliciu sau germaniu ia valori foarte apropiate de unitate [6].

Caracteristica ieşire-intrare a amplificatorului magnetic cu reacţie se obţine din cea a amplificatorului magnetic fără reacţie, printr-o construcţie grafică cunoscută [1], [6], [8], [11]. În acest scop este necesar să avem dependenţa $H_M = H_M\,(H)_{cc}$, dependenţă care se poate obţine din curba $H = H\,(H_{cc})$ prin împărţire cu coeficientul de formă corespunzător gradului de premagnetizare în c.c.

Valorile coeficientului de formă $k_f = k_f\,(H_{cc}/H_{MK})$ se pot calcula cu formula dedusă din (8) şi (9) :

$$k_f = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{2(\pi-\alpha)+\sin 2\alpha}{\pi(1+\cos\alpha)^2}}, \tag{17}$$

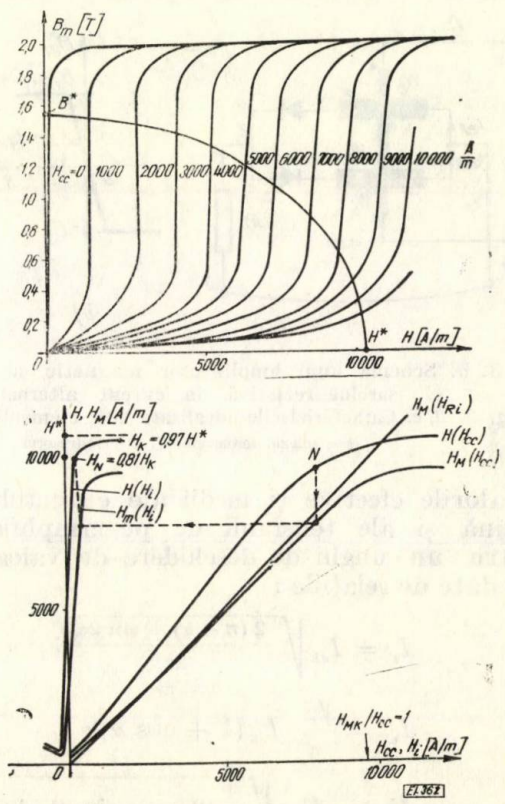


Fig. 6. Construcţia caracteristicii ieşire-intrare în valori efective pentru un amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină rezistivă.

în care :

$$\alpha = \text{arc}\cdot\cos\left(2\,\frac{H_{cc}}{H_{MK}} - 1\right).$$

Pentru a mări precizia calculelor este indicat să se folosească o curbă $k_f = k_f\,(H_{cc}/H_{MK})$, ridicată experimental pe un amplificator

magnetic, care lucrează în condiţii apropiate de acelea în care va funcţiona amplificatorul proiectat.

De la caracteristica ieşire-intrare a amplificatorului magnetic cu reacţie exprimată în valori medii, se poate trece la cea exprimată în valori efective prin multiplicarea ordonatelor cu coeficientul de formă corespunzător.

În figura 6 este prezentată construcţia caracteristicii ieşire-intrare, în valori efective, pentru un amplificator magnetic cu reacţie internă şi sarcină rezistivă de curent alternativ. În cazul sarcinii inductive sau capacitive construcţia este similară, însă trebuie să se ţină seamă şi de indicaţiile din [9].

4. *Concluzii.* Metodica prezentată permite efectuarea unui calcul grafoanalitic suficient de precis şi în acelaşi timp destul de expeditiv pentru amplificatorul magnetic cu reacţie internă şi sarcină pasivă, de curent alternativ. Similar, se poate efectua calculul altor tipuri de amplificatoare magnetice cu reacţie internă şi sarcină pasivă: amplificatorul în punte, amplificatorul cu punct median. Un avantaj al metodei este acela că necesită pentru calcul aceleaşi caracteristici de material ca şi în cazul calculului bobinelor saturabile. Aceste caracteristici (curbele de magnetizare simultană) se pot ridica experimental cu destulă uşurinţă.

Bibliografie

[1] *Aranovici, B.I.* şi *Şamrai, B.V.* Electromagnitnie ustroistva avtomatiki. Moscova, Energhia, 1965.

[2] *Bamdas, A.M.* şi *Savinovschi, Ju.A.* Upravliaemie drosseli radioelectronnoi apparaturî. Moscova, Sovetskoe radio, 1966.

[3] *Belopolski, I.I.* şi *Picalova, L.G.* Rascet transformatorov i drosselei maloi moşcinosti. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[4] *Frost-Smith, E.H.* The theory and design of magnetic amplifiers. Londra, Chapman Hall, 1958.

[5] *Gabler, M., Gaşcoveţ, I.* şi *Tomanëk, E.* Magnitnie usiliteli, Moscova, Sovetskoe radio, 1962.

[6] *Iurevici, E.I.* Electromagnitnie ustroistva avtomatiki, Moscova, Energhia, 1964.

[7] *Kalujnikov, N.A.* Rascet magnitnîh usilitelei. Harkov, 1960.

[8] *Rozenblat, M.A.* Magnitnie usiliteli, Moscova, Sovetskoe radio, 1960.

[9] *Rozenblat, M.A.* Magnitnie elementî avtomatiki i vîcislitelnoi tehniki, Moscova, Nauka, 1966.

[10] *Sand, M.* şi *Crăciunescu, A.* Criteriile de similitudine ale amplificatoarelor magnetice. În: Electrotehnica **15**, nr. 4, aprilie 1967, p. 143–150.

[11] *Storm, H.F.* Magnetic Amplifiers. New York, John Wiley & Sons Inc. 1955.

[12] *Vasilieva, I.P. Sedîh, O.A.* şi *Boiarcenkov, M.A.* Proektirovanie magnitnîh usilitelei. Moscova, Gosenergoizdat, 1959.

Intrat în redacţie la 29.IV.1968

Reostat autoreglabil pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat

Gheorghe Atanasiu* — Timişoara

CZ 621.316.717.018.44:621.313.333.1.012.1

1. Introducere. Datorită dezvoltării sistemelor de reglare automată s-a impus cercetarea posibilităţii de pornire automată a motoarelor asincrone cu rotorul bobinat, utilizate frecvent în diverse instalaţii industriale. Pe lîngă soluţiile de automatizare ale sistemelor clasice de pornire, cu reostate, avînd reglarea în trepte sau continuă, s-au publicat în literatură şi s-au experimentat mai multe tipuri de aparate de pornire autoreglabile [1], [2], [3], [4], [5], [6].

În această lucrare autorul prezintă un tip original de reostat autoreglabil care oferă faţă de soluţiile anterioare două avantaje esenţiale; siguranţa şi simplitatea construcţiei şi îndeplinirea condiţiilor cerute unei porniri line, care impune înscrierea şocului de curent absorbit din reţea în limitele fixate de standardele în vigoare.

* Ing. *Gh. Atanasiu* este şef de lucrări la Facultatea de electrotehnică a Institutului politehnic — Timişoara.

2. Principiul reostatului autoreglabil propus. Reostatul autoreglabil se bazează pe efectul pierderilor prin curenţi turbionari, prezentînd un caracter ohmic-inductiv. Aparatul constă

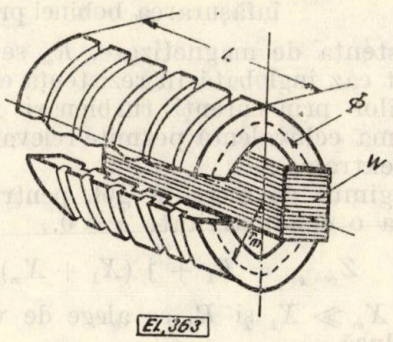


Fig. 1. Bobină cu miez feromagnetic toroidal.

dintr-un circuit magnetic închis, de tipul unui tor, bobinat axial cu un număr corespunzător de spire (fig. 1). Pentru mărirea rezistenţei echivalente datorită curenţilor turbionari torul fero-

magnetic prezintă o serie de istmuri, ce măresc astfel perimetrul secţiunii. Trei elemente identice vor alcătui reostatul trifazat de pornire.

Datorită închiderii circuitului magnetic al miezului masiv, s-a micşorat considerabil reluctanţa magnetică, mărindu-se astfel impedanţa

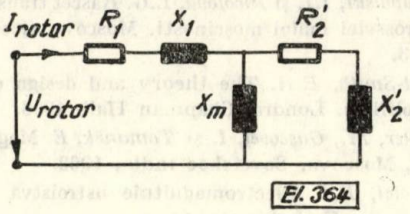


Fig. 2. Schema electrică echivalentă a unui element monofazat de reostat bazat pe pierderi în fier.

de magnetizare. La această soluţie impedanţa echivalentă a unei faze a reostatului se poate practic considera ca fiind alcătuită din înserierea impedanţei bobinei cu impedanţa echivalentă a circuitului feromagnetic masiv.

3. Determinarea parametrilor reostatului. Un tor feromagnetic, bobinat cu w spire, conform figurii 1, se poate analiza pe baza unei scheme electrice echivalente (fig. 2), identică cu cea a unui transformator monofazat.

În această schemă avem următorii parametrii :

R_1 — rezistenţa în curent continuu a bobinei primare ;

X_1 — rezistenţa de scăpări a bobinei primare, în absenţa miezului feromagnetic masiv ;

X_m — reactanţa de magnetizare a bobinei primare ;

$R'_2 = w^2 R_2$ — rezistenţa echivalentă pierderilor prin curenţi turbionari, redusă la înfăşurarea bobinei primare ;

$X'_2 = w^2 X_2$ — reactanţa corespunzătoare curenţilor turbionari, redusă la înfăşurarea bobinei primare.

Rezistenţa de magnetizare, R_m se consideră în acest caz înglobată în rezistenţa echivalentă pierderilor prin curenţi turbionari R_2.

Schema echivalentă permite relevarea a două cazuri extreme :

— regimul de mers în gol, pentru $Z'_2 = \infty$, adică la o conductivitate $\sigma = 0$.

$$Z_{ech\ gol} = R_1 + j\,(X_1 + X_m). \tag{1}$$

Cum $X_m \gg X_1$ şi R_1 se alege de valoare cît mai redusă,

$$Z_{ech\ gol} \simeq j\,X_m. \tag{2}$$

Acest regim corespunde unei bobine cu miez feromagnetic din tole ferosiliciu cu curenţi turbionari foarte reduşi ;

— regimul de scurtcircuit, pentru $Z'_2 = 0$, adică o conductivitate $\sigma = \infty$.

$$Z_{ech\ sc.} = R_1 + j\,X_1. \tag{3}$$

Acest regim se poate compara cu o bobină fără miez feromagnetic.

În baza acestor observaţii se pot determina experimental parametrii unui astfel de aparat, executînd trei bobine identice, una fără miez feromagnetic, una cu miez din tole de ferosiliciu cu pierderi foarte mici şi una cu miez masiv.

3.1. Calculul impedanţei bobinei primare. În primul rînd rezistenţa bobinei R_1 se alege în funcţie de rezistenţa în curent continuu a înfăşurării rotorice. Cu cît sarcina motorului asincron la pornire este mai mare, rezistenţa R_1 se alege în valoare mai mică. În general :

$$R_1 \simeq (2-0{,}5)\ R_{rotor}. \tag{4}$$

Reactanţa bobinei X_1 se calculează diferit în funcţie de felul repartizării spirelor pe miezul toroidal. La spirele concentrate reactanţa este maximă, faţă de cazul spirelor repartizate cînd reactanţa este minimă. Primul caz corespunde unei bobine dreptunghiulare, cu secţiune dreptunghiulară, iar al doilea caz, la o repartizare uniformă, corespunde unei bobine toroidale cu secţiune dreptunghiulară. Determinarea reactanţelor unor astfel de bobine este expusă în [7, p. 267 şi p. 273].

Pentru motoare cu curent rotoric ridicat, deci rezistenţă rotorică mică, se foloseşte dispunerea spirelor repartizată, deoarece se utilizează conductoare de secţiune mare, deci X_1 tinde spre $X_{1min.}$ La motoare cu curenţi rotorici micşoraţi, deci rezistenţe rotorice ridicate, dispunerea spirelor este concentrată, conductoarele utilizate avînd secţiune redusă, deci reactanţa X_1 tinde spre $X_{1max.}$

3.2. Calculul reactanţei de magnetizare. Reactanţa de magnetizare se calculează, după cum am văzut, pentru o bobină de formă toroidală cu miez feromagnetic fără pierderi în fier.

Sub ipoteza că toate spirele bobinei înlănţuite fluxul magnetic total, se obţine :

reluctanţa magnetică a unui strat elementar :

$$\mathrm{d}R_m = \frac{2\,\pi\,r}{\mu_1 L\,\mathrm{d}r} \tag{5}$$

şi inductivitatea elementară :

$$\mathrm{d}L_m = W^2 . \mu_1 . L \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\mathrm{d}r}{r}, \tag{6}$$

în care :

μ_1 este permeabilitatea magnetică a materialului ;

L — lungimea torului.

Impedanţa de magnetizare a bobinei devine deci :

$$X_m = 2\pi f \int_{r_{in}}^{r_{ex}} dL_m = \mu_1 . f . W^2 L \ln \frac{r_{ex}}{r_{in}}, \quad (7)$$

f fiind frecvenţa reţelei la care este conectat motorul, parametrii schemei calculîndu-se pentru situaţia rotorului blocat (momentul pornirii). Permeabilitatea magnetică μ_1 se determină cunoscînd curba de magnetizare a materialului torului şi valoarea tensiunii la bornele bobinei.

Întrucît reostatul este construit pentru a obţine pierderi în fier maxime, dispunerea spirelor se face astfel încît să fie micşorat fluxul de dispersie, deci reactanţa calculată după relaţia (7) se apropie mult de cea experimentală. De altfel valoarea acestei reactanţe este mult mai ridicată ca cea a impedanţei Z'_2 cu care se găseşte în paralel, şi deci nu intervine practic în calculul impedanţei echivalente a reostatului.

3.3. Calculul rezistenţei şi reactanţei echivalente corespunzătoare curenţilor turbionari. Metoda de calcul are la bază relaţiile date în lucrarea [8], în care s-a analizat, pe cale analitică, efectul pelicular în medii feromagnetice, considerîndu-se curba de magnetizare dată sub forma relaţiei $B = K H^{\frac{1}{n}}$, unde n ia valori care depind de material. Astfel, pentru calculul impedanţei electrice se utilizează relaţia :

$$\underline{Z} = (1 + 0{,}6\ \mathrm{j}) \frac{u}{l} \sqrt{\frac{\omega \mu_e}{\sigma}}, \quad (8)$$

unde :

σ este conductivitatea materialului ;
u — perimetrul secţiunii ;
l — lungimea conductorului ;
μ_e — permeabilitatea magnetică pe suprafaţa exterioară, calculată cunoscînd intensitatea cîmpului magnetic pe suprafaţă

$$H_{e'\,ef} = \frac{I_{ef}}{l} W. \quad (9)$$

Relaţia (8) este valabilă pentru cîmpuri magnetice tari, adică acelea care depăşesc valoarea corespunzătoare intensităţii cîmpului magnetic la permeabilitatea magnetică maximă. În cazul acestui tip de reostat autoreglabil, intensitatea cîmpului magnetic creat de bobina de magnetizare este deosebit de mare ($H_e > 50$ A/cm).

Pentru un tor de secţiune dreptunghiulară avem pe conturul secţiunii cîmpul magnetic variabil (fig. 3).

Vor fi deci trei impedanţe de calcul :

— impedanţa corespunzătoare diametrului interior,

$$\underline{Z}_{in} = (1 + 0{,}6\,\mathrm{j}) \frac{u}{2\pi r_{in}} \sqrt{\frac{\omega \mu_{in}}{\sigma}}; \quad (10a)$$

— impedanţa corespunzătoare diametrului exterior,

$$\underline{Z}_{ex} = (1 + 0{,}6\,\mathrm{j}) \frac{u}{2\pi r_{ex}} \sqrt{\frac{\omega \mu_{ex}}{\sigma}}; \quad (10b)$$

— impedanţa corespunzătoare capetelor secţiunii,

$$\underline{Z}_{lat} = (1 + 0{,}6\ \mathrm{j}) \frac{(2r_{ex} - r_{in})}{2\pi r_{med}} \sqrt{\frac{\omega \mu_{med}}{\sigma}}. \quad (10c)$$

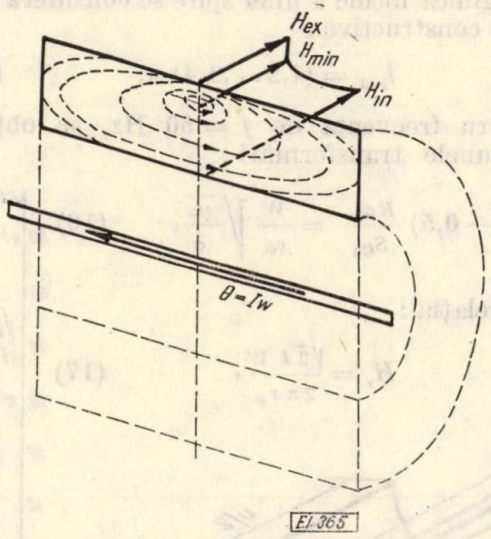


Fig. 3. Intensitatea cîmpului magnetic şi liniile de curenţi turbionari la magnetizarea unui tor masiv.

Pentru determinarea acestei ultime impedanţe, se va determina valoarea medie a intensităţii cîmpului magnetic.

Impedanţa totală va fi :

$$\underline{Z}_2 = \frac{1}{2}(\underline{Z}_{in} + \underline{Z}_{ex}) + \underline{Z}_{lat}. \quad (11)$$

4. Proiectarea reostatului autoreglabil. Elementele esenţiale pentru proiectarea reostatului sînt : parametrii motorului ; valoarea maximă admisă a curentului statoric şi sarcina motorului la pornire.

Cu aceste date se deduc, din relaţiile cunoscute din teoria motorului asincron, valoarea impusă impedanţei reostatului Z_{ech}. Se determină astfel factorul de majorare k al rezistenţei în curent continuu al reostatului autoreglabil ($k = Z_{ech}/R_1$). Datorită valorii mari a acestei impedanţe faţă de valoarea rezistenţei rotorice ($Z_{ech} = 1 \ldots 30\ R_r$), se consideră, în prima etapă, impedanţa de scăpări a bobinei de magnetizare ca neglijabilă faţă de impedanţa echivalentă corespunzătoare curenţilor turbionari şi rezultă deci :

$$\underline{Z}_{ech} = W^2\ \underline{Z}'_2, \quad (12)$$

unde :

$$\underline{Z}'_2 = (1 + 0{,}6\ \mathrm{j})\ R'_2. \quad (13)$$

Se consideră torul cu secţiune dreptunghiulară infinitezimală, pentru care intensitatea cîmpului magnetic are aceeaşi valoare pe contur (fig. 4).

Cunoscînd factorul de majorare al rezistenţei k, impus din condiţiile iniţiale, se poate scrie relaţia :

$$R_2' = k\,R_1 = W^2 \cdot \frac{u}{2\pi r_m} \sqrt{\frac{\omega\mu_e}{\sigma}}. \qquad (14)$$

Lungimea medie a unei spire se consideră din motive constructive :

$$l_{med} = (1{,}2 \ldots 1{,}4)\,u. \qquad (15)$$

Pentru frecvenţa de $f = 50$ Hz, se obţine după unele transformări :

$$(0{,}425 - 0{,}5)\,\frac{K\rho_{Cu}}{S_{Cu}} = \frac{W}{r_m}\sqrt{\frac{\mu_e}{\sigma}}. \qquad (16)$$

Cu relaţia :

$$H_e = \frac{\sqrt{2}\,I\,W}{2\pi r_m}, \qquad (17)$$

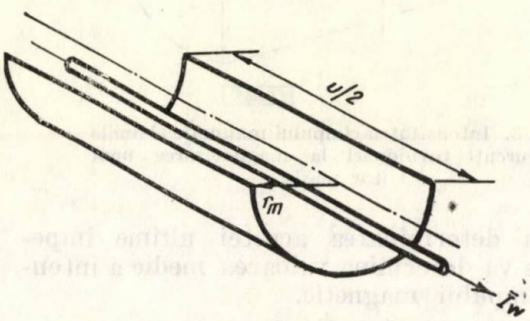


Fig. 4. Tor elementar pentru calculul în prima etapă a reostatului.

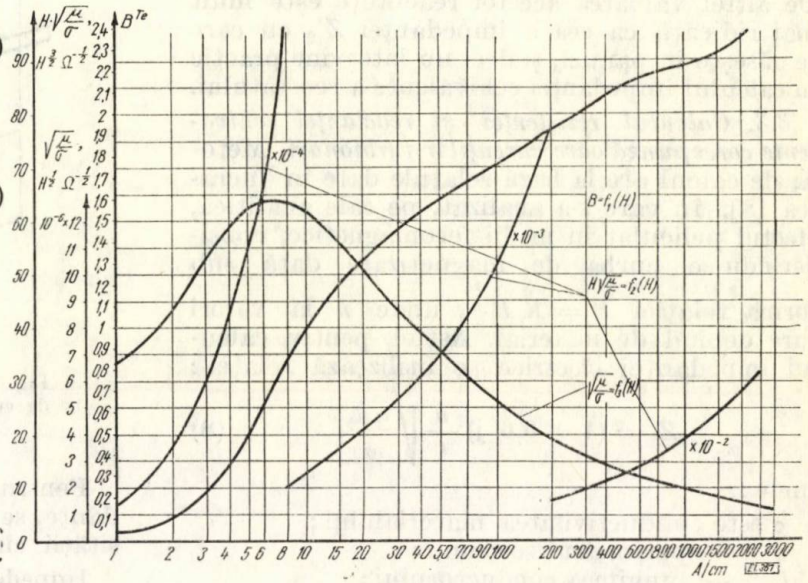


Fig. 5. Curba de magnetizare, funcţia $\sqrt{\frac{\mu}{\sigma}}$ şi $H\sqrt{\frac{\mu}{\sigma}}$, pentru OL 50 cu $\rho = 0{,}15\ \Omega\ mm^2/m$.

se obţine pentru (16) :

$$(0{,}0955 - 0{,}112)\,\frac{K\rho_{Cu}}{S_{Cu}} = H_e\sqrt{\frac{\mu_e}{\sigma}}. \qquad (18)$$

Membrul stîng al egalităţii fiind cunoscut, se obţine astfel o relaţie între intensitatea cîmpului magnetic şi parametrii torului, care sînt dependenţi prin intermediul curbei de magnetizare de cîmpul magnetic H_e :

$$\sqrt{\frac{\mu_e}{\sigma}} = f(H_e). \qquad (19)$$

Întrucît la materialele feromagnetice obişnuite acest raport al permeabilităţii magnetice şi conductivităţii electrice este practic constant [8], se poate lucra cu rezultatele obţinute la ridicarea curbei de magnetizare pentru un singur material, ceea ce uşurează considerabil calculul.

În figura 5 sînt date curbele corespunzătoare relaţiilor (18) şi (19) obţinute pentru un material din OL 50 cu $\rho = 0{,}15\ \Omega\ mm^2/m$.

Din relaţia (18) şi figura 5 se determină valoarea lui H_e. Alegînd arbitrar numărul de spire W, se obţine valoarea razei medii r_m din relaţia (17) ($W \geqslant 30$).

Cunoscînd sarcina motorului şi rezistenţa înfăşurării rotorice, se alege valoarea impusă a rezistenţei în curent continuu a reostatului R_1. Se determină astfel lungimea medie a unei spire l_{med}.

Cu aceste date se calculează cu relaţia (14) rezistenţa în curent alternativ a rezistenţei reostatului, încheindu-se prima etapă de calcul.

Avînd date lungimea spirei medii, secţiunea conductorului, numărul de spire şi raza medie a torului masiv, se trece la fixarea dimensiunilor reale ale bobinei.

În primul rînd se fixează volumul ocupat de conductoarele bobinei, pentru determinarea diametrului interior şi a lungimii torului.

Lungimea torului se obţine din :

$$L < \frac{l_{med}}{2}. \qquad (20)$$

Diametrul interior :

$$D_{in} = \sqrt{\frac{4S_{Cu}\,W\,K_u}{\pi}}, \qquad (21)$$

unde K_u este factorul de umplere al bobinei.

Pe baza cunoaşterii razei medii r_m, se apreciază valoarea diametrului exterior, D_{ex}.

În ultima etapă a calculului se face determinarea valorii exacte a impedanţei bobinei cu ajutorul relaţiilor din § 3.

Pentru verificarea metodei de calcul s-au făcut experimentări asupra unei bobine plasate pe un tor feromagnetic la care s-a modificat

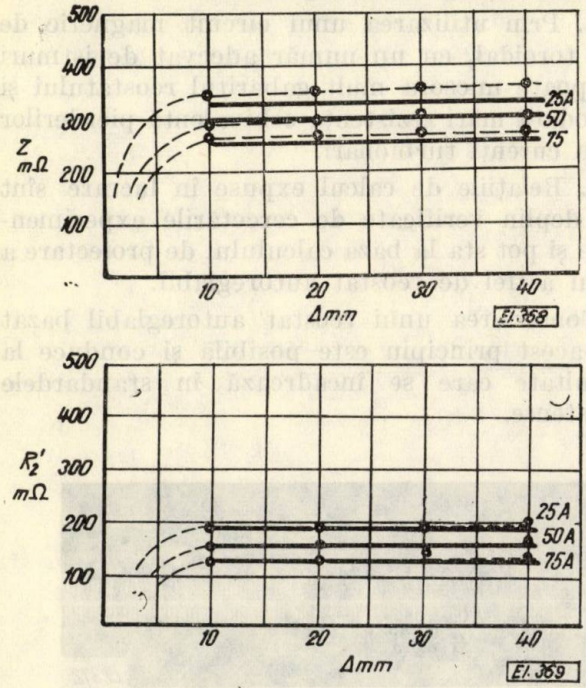


Fig. 6 şi 7. Compararea rezultatelor experimentale cu a celor calculate, pentru o bobină plasată pe un tor cu perete de grosime variabilă :
– – – – curbe experimentale ; _____ curbe calculate.

grosimea peretelui. (S-au menţinut constante : $W = 33$, $S_{Cu} = 2{,}54$ mm², $D_{in} = 50$ mm, $L = 150$ mm).

Rezultatele sînt concentrate în figurile 6 şi 7.

Pentru mărirea rezistenţei corespunzătoare curenţilor turbionari s-au practicat în torul feromagnetic o serie de istmuri care au condus la lungimea liniilor de curent, deci a perimetrului secţiunii feromagnetice u. În tabela 1 se dau comparativ rezultatele obţinute pe un tor fără istmuri şi unul cu nouă istmuri exterioare şi opt interioare, de dimensiunile 4 × 1 mm.

Tabela 1

I / A	Tor fără istmuri		Tor cu istmuri		Mărirea parametrilor		Mărirea perimetrului
	$Z_{ech.}$ mΩ	R'_2, mΩ	$Z_{ech.}$ mΩ	R'_2 mΩ	impedanţei	rezistenţei	
20	412	250	510	342	1,240	1,370	1,48
30	360	215	444	280	1,235	1,300	
40	330	188	424	268	1,282	1,425	
50	300	164	400	252	1,330	1,530	

5. *Încercarea experimentală.* Reostatul autoreglabil constă din trei elemente monofazate identice. Circuitul magnetic este alcătuit dintr-un tor feromagnetic, cu următoarele date : $D_{ex} = 70$ mm, $D_{in} = 50$ mm, $L = 150$ mm, şi prevăzut cu nouă istmuri exterioare şi opt interioare. Pe acest tor s-a plasat o bobină cu $W = 120$ spire cu conductor de Cu de diametru 2,2 mm (fig. 8).

Rezistenţa în curent continuu a unei bobine este de $R_1 = 190$ m Ω. Reostatul asamblat este arătat în figura 9.

Cu acest reostat s-a pornit un motor asincron de 7,5 kW, 380 V, $I_{1n} = 15{,}9$ A, $I_{2n} = 30$ A, $R_{rotor} = 150$ m Ω. Sarcina motorului a fost de 0,85 P_n. În figura 10 este redată oscilograma curentului statoric, pornit cu acest

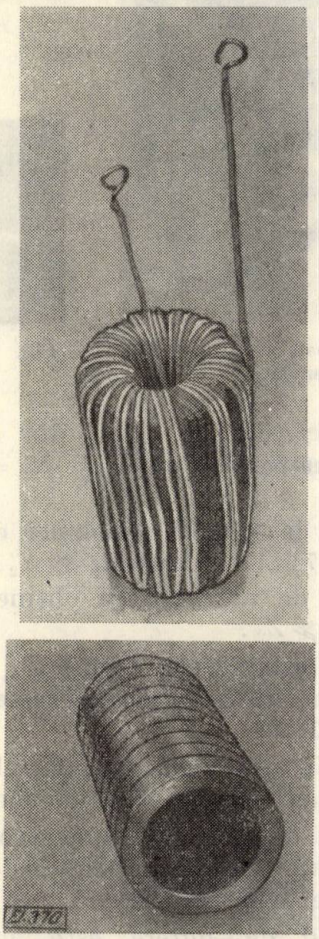


Fig. 8. Tor feromagnetic prevăzut cu istmuri şi torul bobinat.

reostat. După pornire, reostatul s-a scurtcircuitat, ceea ce explică apariţia şocului al doilea de curent.

Din analiza oscilogramei rezultă :

$$\frac{I_p}{I_{1n}} = 1{,}98 \quad \frac{I_{sc}}{I_{1n}} = 1{,}94.$$

Timpul de pornire a fost 2,6 s.

Realizîndu-se o probă de scurtcircuit la tensiunea nominală (380 V), s-au obţinut următoarele rezultate :

$$\frac{I_{1sc}}{I_{1n}} = 1{,}885 \quad \frac{I_{2sc}}{I_{2n}} = 1{,}735.$$

Factorul de creştere a rezultat, $K = \frac{Z_{ech}}{R_{cc}} = 14$.

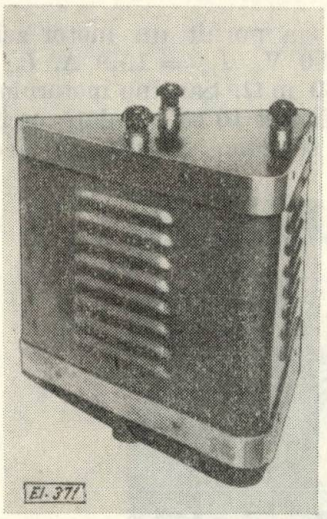


Fig. 9. Reostatul autoreglabil asamblat.

Aplicînd relaţiile de calcul din § 4, s-au obţinut următoarele valori : $R'_2 = 2{,}17\ \Omega$, $X'_2 = 1{,}30\ \Omega$.

Reactanţa de scăpări a bobinei de magnetizare după [7], $X_1 = 22{,}5\ \text{m}\Omega \ll X'_2$.

Reactanţa de magnetizare obţine valoarea $X_m = 28{,}1\ \Omega \gg Z'_2$.

Impedanţa echivalentă devine $Z_{ech} = 2{,}71\ \Omega$, ceea ce conduce la un factor de creştere $K_{calc} = Z_{ech}/R_1 = 14{,}25$.

6. Concluzii. Analizînd rezultatele experimentale obţinute, se pot conchide următoarele :

a. Factorul de creştere al impedanţei tipului de reostat autoreglabil construit este superior celor propuse în literatură.

b. Factorul de putere este mulţumitor ($\cos \varphi = 0{,}8$).

c. Reostatul este perfect simetric.

d. Gabaritul este mai mic ca cel al reostatelor cu reglare în trepte.

e. Prin utilizarea unui circuit magnetic de tip toroidal, cu un număr adecvat de istmuri se poate micşora mult gabaritul reostatului şi totodată mări rezistenţa echivalentă pierderilor prin curenţi turbionari.

f. Relaţiile de calcul expuse în lucrare sînt pe deplin verificate de cercetările experimentale şi pot sta la baza calculului de proiectare a unui astfel de reostat autoreglabil.

Construirea unui reostat autoreglabil bazat pe acest principiu este posibilă şi conduce la rezultate care se încadrează în standardele existente.

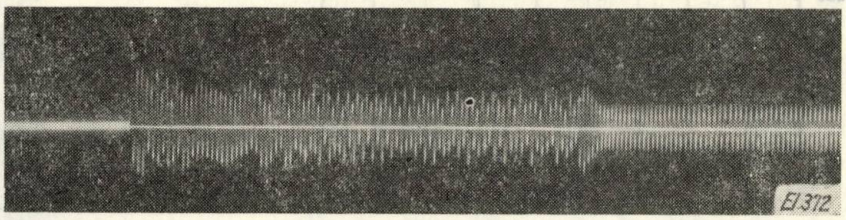


Fig. 10. Oscilograma curentului statoric la pornirea unui motor de 7,5 kW, cu reostatul autoreglabil.

Bibliografie

[1] *Veşenevski.* Rascet harakteristik i soprotivlenii dlia elektrodvigatelei. Moscova, GEI, 1954.

[2] *Abramov, A.G.* şi *Smakov, V.M.* Reostat inductiv pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat. În : Energetik, nr. 7, 1956, p. 23—25.

[3] *Braşovan, M.* şi *Văzdăuţeanu, V.* Contribuţie la problema pornirii motoarelor asincrone cu inele prin amplificatoare magnetice. În : Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic Timişoara, tom 6, nr. 20, 1961.

[4] x x x Patent german nr. 373016, 6 aprilie 1923 şi nr. 592945, 17 februarie 1934.

[5] *Saviuc, M., Murgu, Z.* şi *Corlăţeanu, V.* Reostat autoreglabil de pornire a motoarelor asincrone. În : Buletinul Institutului politehnic Iaşi, tom VI, nr. 10, fasc. 3—4, 1960.

[6] x x x Brevet francez, nr. 1216101, 23.XI.1959 şi nr. 77642, 19.II.1962.

[7] *Kalantarov, P.L.* şi *Teillur, L.A.* Calculul inductanţelor. Bucureşti, Editura tehnică, 1958.

[8] *Neiman, L.R.* Poverhnostnii efect v feromagnitnih telah, Moscova, GEI, 1949.

Intrat în redacţie la 26.II.1968

Studiul repartiţiei tensiunii de impuls pe înfăşurările serie-paralel ale autotransformatoarelor cu borna de intrare la mijlocul înfăşurării

Balázs Máthé — Bucureşti şi Ion Răducan — Craiova*

CZ 621.314.223.027.8 : 621.3.015.34.001.57

Înfăşurările continue în galeţi, obişnuite, solicitate la supratensiuni de origină atmosferică se caracterizează prin gradienţi de tensiune pe canal de ulei foarte mari (15 — 25%) şi prin repartiţia extrem de neuniformă a potenţialelor. Pentru eliminarea acestor neajunsuri (care devin cu atît mai accentuate cu cît mai

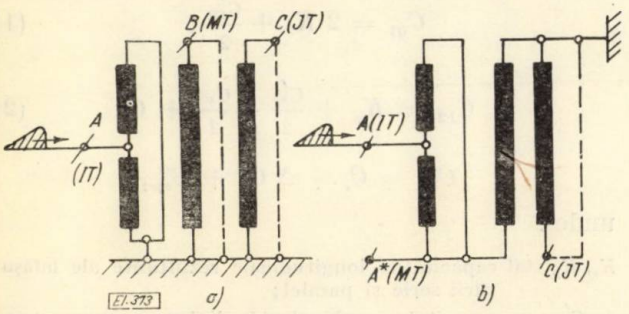


Fig. 1. Schema echivalentă a transformatorului (*a*) şi autotransformatorului (*b*) cu borna de intrare la mijlocul înfăşurării de înaltă tensiune :
A — borna de înaltă tensiune ; *A** şi *B* — borne de medie (joasă) tensiune ; *C* — borna înfăşurării terţiare.

mare este puterea transformatorului şi cu cît este mai înaltă tensiunea nominală a înfăşurării) constructorii de transformatoare folosesc o serie de metode de protecţie (compensaţie) capacitive şi inductive, modificînd convenabil repartiţia iniţială sau cvasistaţionară a tensiunii de impuls de-a lungul înfăşurării. Una dintre aceste metode este practicarea aşanumitei *intrări la mijlocul înfăşurării* la transformatoare şi autotransformatoare, avînd clasa de izolaţie mai mare de 220 kV, cum se indică în figura 1.

La firmele electrotehnice consacrate se fabrică atît transformatoare, cît şi autotransformatoare de foarte înaltă tensiune (pînă la 750 kV), dar pentru sistemul electroenergetic din Republica Socialistă România au devenit de o importanţă deosebită autotransformatoarele de interconectare de 400/220 kV şi 220/110 kV şi autotransformatoarele de reglaj (de echilibrare) din reţelele de aceeaşi tensiune de serviciu (de exemplu, 110/110, 220/220 kV).

Din punct de vedere teoretic izolaţia autotransformatoarelor este cea mai solicitată cînd pe una din borne (*A* sau *A**) se aplică tensiunea de impuls, iar cealaltă bornă de linie se lasă în gol. Acest caz teoretic în practică se modifică prin conectarea la borna de linie a unei capacităţi care ţine seamă de capacitatea trecerii izolate, capacitatea concentrată a înfăşurării de reglaj, capacitatea barelor sau a conductelor de înaltă tensiune etc., pînă la separatorul deschis. Valoarea de amplitudine a acestor supratensiuni este determinată de diferenţa dintre repartiţia iniţială şi cvasistaţionară a tensiunii [1], [2], [3], [4]. În cazul aplicării impulsului pe borna *A**, pe înfăşurarea serie a autotransformatorului (denumită mai departe ca înfăşurarea de înaltă tensiune), potenţialul poate să depăşească cu mult tensiunea de impuls incidentă (egală cu tensiunea reziduală a descărcătorului, luată cu o rezervă oarecare), în special dacă înfăşurarea terţiară este deschisă. Solicitarea izolaţiei în general depinde în mare măsură de modul de conexiune a înfăşurării serie, paralel şi de reglaj a transformatorului sau autotransformatorului, aşa cum se indică în [3] şi de

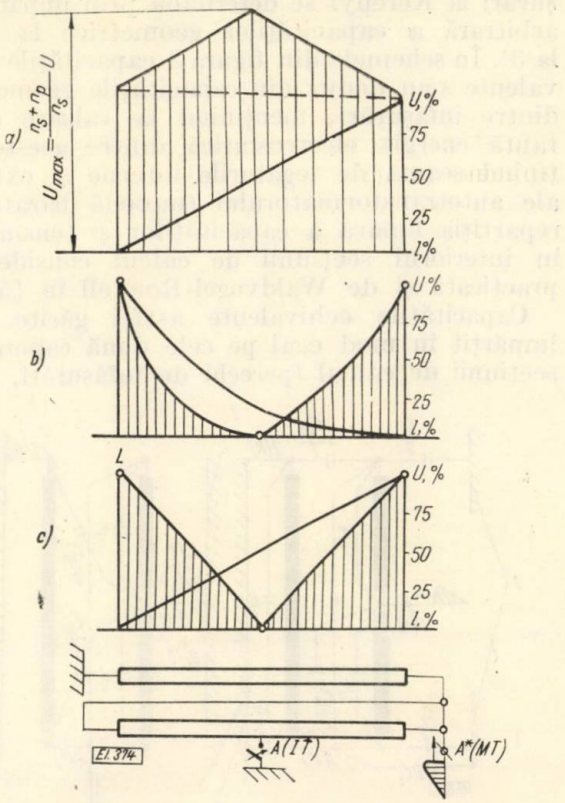


Fig. 2. Repartiţia iniţială (*b*) şi cvasistaţionară (*a*, *c*) a potenţialelor la autotransformatorul cu borna de IT la mijlocul înfăşurării, solicitat prin impuls pe borna de medie (joasă) tensiune :
a — borna *A* izolată ; *c* — borna *A* pusă la pămînt.

mijloacele utilizate pentru dirijarea constructivă, conştientă a celor două repartiţii : repartiţia iniţială şi cvasistaţionară a potenţialelor (fig. 2).

* Dr. ing. *Máthé B.* este şef secţie T.T.I. la ICENERG — Bucureşti, iar ing. *Răducan I.* este inginer principal la U.E.P.C.

În privinţa solicitărilor izolaţiei la impuls de tensiune autotransformatoarele cu borna de intrare la mijlocul înfăşurării de înaltă tensiune reprezintă un caz special, investigat pentru înfăşurări continue neîntreţesute de Lizunov S.D. [1] (repartiţia gradienţilor şi potenţialelor de-a lungul înfăşurării pe modele fizice şi pe modele matematice continue). Autotransformatoarele de foarte înaltă tensiune avînd înfăşurarea întreţesută, cu borna de intrare la mijloc, se comportă diferit la solicitarea prin impuls de tensiune faţă de autotransformatoarele de construcţie obişnuită în galeţi şi neîntreţesute.

1. Schemele echivalente ale autotransformatorului

Schemele echivalente ale tipului de autotransformator studiat sînt redate în figura 3. Ele se deosebesc de schemele echivalente ale lui Kerényi [2] prin absenţa înfăşurării de reglaj (în cazul considerat această înfăşurare este amplasată într-o altă cuvă) şi prin modul mai corect de determinare a elementelor din schemă (capacităţile echivalente între înfăşurări la Kerenyi se determină prin împărţirea arbitrară a capacităţilor geometrice la 6 şi la 3). În schemele din figura 3 capacităţile echivalente s-au dedus din capacităţile geometrice dintre înfăşurări, menţinînd la valoare constantă energia electrostatică dintre acestea şi ţinînd seamă de legăturile interne şi externe ale autotransformatorului (metodă bazată pe repartiţia liniară a capacităţilor şi tensiunilor în interiorul secţiunii de calcul considerate, practicată şi de Waldvogel-Rouxell în [5]).

Capacităţile echivalente astfel găsite s-au împărţit în mod egal pe cele două capete ale secţiunii de calcul (perechi de înfăşurări, înfăşurare şi masă etc.). Capacităţile paralele cu sursa sau capacităţile scurtcircuitate printr-o legătură galvanică au fost eliminate, deoarece prima se şuntează cu capacitatea mult mai mare a generatorului de impuls, iar capacitatea scurtcircuitată galvanic (adică printr-o rezistenţă $R \simeq 0$ şi inductanţă $L \simeq 0$) nu participă la fenomenul tranzitoriu.

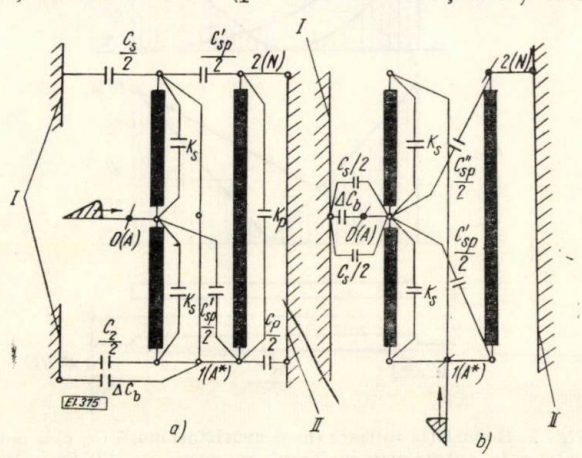


Fig. 3. Scheme echivalente ale autotransformatorului cu borna de intrare la mijlocul înfăşurării la solicitarea izolaţiei acestuia prin impuls de tensiune pe borna $A(a)$ şi $A(b)$:
I – cuvă; *II* – miez şi înfăşurarea terţiară scurtcircuitată pusă la masă.

Schemele de calcul ale repartiţiei tensiunii de impuls pe înfăşurările serie- paralel ale autotransformatorului în cele două conexiuni de bază se pot simplifica ca în figura 4, ţinînd seamă de legarea în paralel a capacităţilor echivalente din figura 3.

Parametrii fizici din schemele de calcul sînt următoarele :

$$C_{01} = 2\,K_s + \frac{C'_{sp}}{2}\,; \tag{1}$$

$$C_{12} = K_p + \frac{C'_{sp}}{2} + \frac{C_p}{2} + C_s \tag{2}$$

$$C_{02} = C_s + \Delta\,C_B + C''_{sp},$$

unde :

K_s, K_p sînt capacităţile longitudinale rezultante ale înfăşurării serie şi paralel;

C'_{sp} – capacitatea echivalentă dintre ramura superioară a înfăşurării serie şi înfăşurarea paralelă;

C''_{sp} – capacitatea echivalentă dintre ramura inferioară a înfăşurării serie şi înfăşurarea paralelă;

C_p – capacitatea echivalentă a înfăşurării paralele faţă de înfăşurarea terţiară şi miez;

C_s – capacitatea echivalentă a unei ramuri din înfăşurarea serie faţă de cuvă;

ΔC_b – capacitatea bornelor, barelor etc. racordate la capătul înfăşurării respective;

L_s, L_p – inductanţele proprii ale înfăşurării serie (ramurii inferioare sau superioare), respectiv paralele ale autotransformatorului;

M_{ss}, M_{sp} – inductanţele mutuale dintre înfăşurări (sau ramuri de înfăşurare).

2. Modelul matematic al fenomenului tranzitoriu

Ecuaţiile lui Kirchhoff pentru schema *a* din figura 4 ţinînd seamă de sensul curenţilor în mod corespunzător ales (fluxurile pozitive de inducţie proprie şi mutuală din înfăşurări se adună atunci cînd sensul curenţilor este pozitiv) se pot scrie în felul următor :

$$2i_1 - i_2 + C_{01}\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left[U - u_1\right] - C_{12}\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} = 0\,; \tag{3}$$

$$U - u_1 = L_s\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} + M_{sp}\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + M_{ss}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}\,; \tag{4}$$

$$u_2 = L_p\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + 2M_{sp}\frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}, \tag{5}$$

unde U este tensiunea de impuls aplicată pe borna A.

Pentru analiza eficienţei diferitelor măsuri constructive (compensare capacitivă, înfăşurări întreţesute după metode diferite etc.) este

suficient să se cerceteze problema cu unda de impuls dreptunghiulară.

Eliminînd valorile curenţilor i_1 şi i_2 din ecuaţiile (3), (4) şi (5), se poate obţine următoarea ecuaţie diferenţială pentru variaţia în timp a potenţialului bornei A^* :

$$\frac{d^2u_1}{dt^2} = Au_1 + \varphi U, \tag{6}$$

unde

$$A = -\frac{4M_{sp} + 2L_p + L_s + M_{ss}}{\left(2K_s + K_p + C' + C_s + \frac{C_p}{2}\right)\left[L_p(L_s + M_{ss}) - 2M_{sp}^2\right]};$$

$$\varphi = \frac{2(L_p + M_{sp})}{\left(2K_s + K_p + C' + C_s + \frac{C_p}{2}\right)\left[L_p(L_s + M_{ss}) - 2M_{sp}^2\right]}.$$

Ecuaţiile lui Kirchhoff pentru schema *b* din figura 4 (borna de linie a înfăşurării de

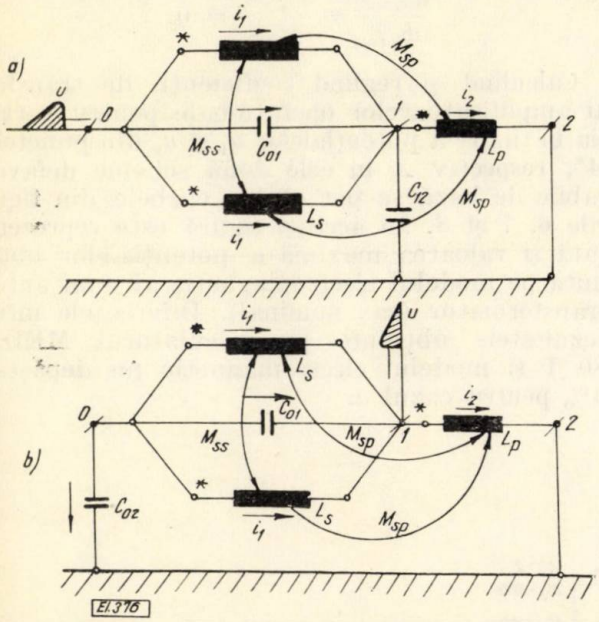


Fig. 4. Schema de calcul al supratensiunilor de impuls în cele două conexiuni de bază ale autotransformatorului cu borne de intrare la mijlocul înfăşurării.

înaltă tensiune este lăsată în gol sau este pusă la pămînt printr-o capacitate :

$$2i_1 + C_{01}\frac{d}{dt}\left[u_0 - U\right] + C_{02}\frac{d}{dt}u_0 = 0; \tag{7}$$

$$u_0 - U = L_s\frac{di_1}{dt} + M_{sp}\frac{di_2}{dt} + M_{ss}\frac{di_1}{dt}; \tag{8}$$

$$U = L_p\frac{di_2}{dt} + 2M_{sp}\frac{di_1}{dt}. \tag{9}$$

Eliminînd valorile curenţilor i_1 şi i_2 din ecuaţiile (7), (8) şi (9) pentru potenţialul bornei A lăsate liber sau pusă pe o capacitate oarecare se poate obţine următoarea ecuaţie diferenţială în cazul aplicării undei dreptunghiulare :

$$\frac{d^2u_0}{dt^2} = Bu_0 + \psi U, \tag{10}$$

unde :

$$B = -\frac{2L_p}{(C_{01} + C_{02})\left[L_p(L_s + M_{ss}) - 2M_{sp}^2\right]};$$

$$\psi = 2\frac{L_p + M_{sp}}{(C_{01} + C_{02})\left[L_p(L_s + M_{ss}) - 2M_{sp}^2\right]}.$$

Ecuaţiile diferenţiale de ordinul 2 din relaţiile (6) şi (10) care exprimă fenomenul tranzitoriu de impuls reprezintă modelul pendulului matematic cu o forţă perturbatoare constantă.

Soluţia analitică a ecuaţiilor diferenţiale se poate prezenta sub următoarea formă sugestivă :

$$u_1(t) = U\left[\left(\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{12}} - \frac{\varphi}{A}\right)\cos\sqrt{A}\,t + \frac{\varphi}{A}\right]; \tag{11}$$

$$u_0(t) = U\left[\left(\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{02}} - \frac{\psi}{B}\right)\cos\sqrt{B}\,t + \frac{\psi}{B}\right], \tag{12}$$

unde :

$\frac{\varphi}{A}$ şi $\frac{\psi}{B}$ reprezintă axa oscilaţiilor potenţialelor $u_1(t)$, respectiv $u_0(t)$, sau componenta cvasistaţionară ;

$\left(\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{12}} - \frac{\varphi}{A}\right)$ şi $\left(\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{02}} - \frac{\psi}{B}\right)$ reprezintă amplitudinea oscilaţiilor potenţialelor $u_1(t)$ şi $u_0(t)$ sau amplitudinea componentei oscilante.

Condiţia matematică ca ansamblul de înfăşurări serie-paralel ale autotransformatorului să fie antirezonant se exprimă prin relaţia :

$$\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{12}} = \frac{\varphi}{A}. \tag{13}$$

În cazul din figura 4*b* condiţia de antirezonanţă nu poate să aibă loc nici măcar în principiu deoarece întotdeauna :

$$\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{02}} < 1, \text{ iar } \frac{\psi}{B} < 1.$$

În primul caz (cazul combinaţiei de înfăşurări complet antirezonante) parametrii fizici capacitivi şi inductivi ai schemei de calcul trebuie să îndeplinească următoarele condiţii suplimentare :

$$\frac{C_{01}}{C_{01} + C_{12}} = \frac{n_s}{n_s + n_p} = \frac{\varphi}{A}, \tag{14}$$

unde :

n_s este numărul de spire al înfășurării serie (a unei ramuri) a autotransformatorului ;

n_p — numărul de spire al înfășurării paralele a autotransformatorului.

3. Ierarhizarea (optimizarea) soluțiilor cu ajutorul calculatorului analogic

Soluția ecuațiilor diferențiale (6) și (10) în funcție de diferiți factori (modul de întrețesere a înfășurărilor, schema de conexiuni a

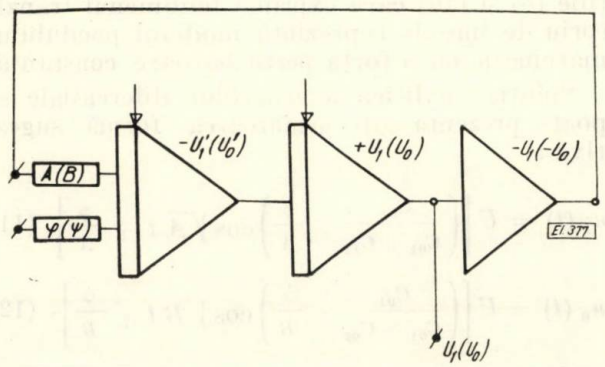


Fig. 5. Modelul analogic de cercetare a influenței parametrilor constructivi asupra repartiției tensiunii de impuls la autotransformatoare cu borne de intrare la mijlocul înfășurării în diferite scheme de conexiuni ale acestora.

autotransformatorului în exploatare etc.) se poate investiga ușor pe modelul analogic al fenomenului tranzitoriu reprezentat în figura 5.

Tabela 1

Variabila	U	u_1	$\frac{du_1}{dt}$	u_0	$\frac{du_0}{dt}$
Valoarea maximă presupusă	1	1	10^5	4	4.10^5
Unitatea fizică	*ur*	*ur*	$\frac{ur}{s}$	*ur*	$\frac{ur}{s}$
Scara de modelare (M)	0,1	0,1	10^4	0,4	4.10^4
Dimensiunea scării de modelare	$\frac{ur}{V}$	$\frac{ur}{V}$	$\frac{ur/s}{V}$	$\frac{ur}{V}$	$\frac{ur/s}{V}$

Obs. ur = unități relative.

Din considerente fizice, scara timpului se alege 10^5, iar condițiile inițiale vor fi :

$$u_i(0) = \frac{C_{01}}{C_{01} + C_{12}}; \quad u_0(0) = \frac{C_{01}}{C_{01} + C_{02}};$$

$$\left.\frac{du_1}{dt}\right|_{t=0} = \left.\frac{du_0}{dt}\right|_{t=0} = 0.$$

Calculînd și reglînd coeficienții de transfer ai amplificatoarelor operaționale pentru variația în timp a potențialelor u_1 și u_0 din punctele A^*, respectiv A în cele două scheme defavorabile de bază se pot obține curbele din figurile 6, 7 și 8. În aceeași figură este reprezentată și valoarea maximă a potențialelor obținută pe modelul electromagnetic al unui autotransformator (caz nominal). Diferențele între rezultatele obținute pe calculatorul MEDA 80 T și modelul electromagnetic nu depășesc 5% pentru cazul *a*.

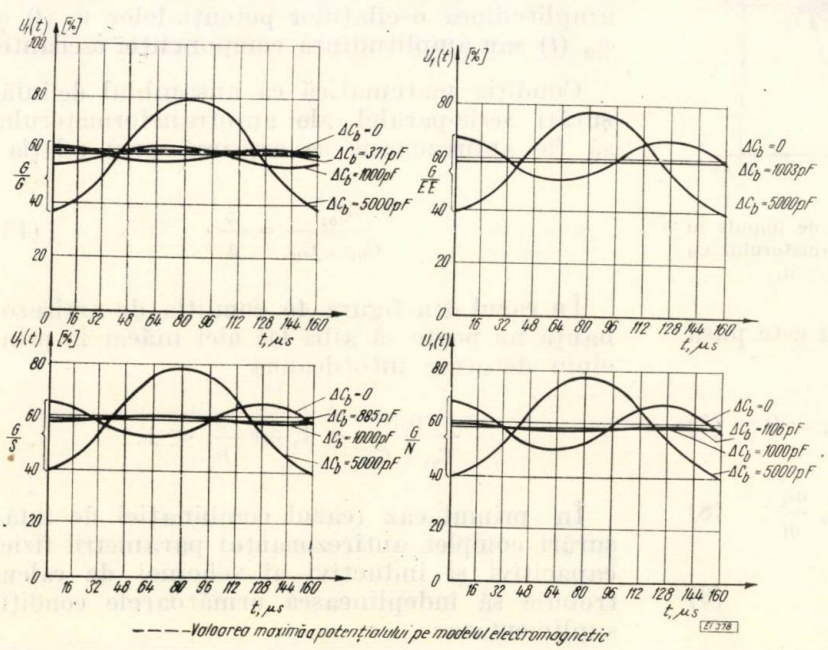


Fig. 6. Variația potențialului $u_1(t)$ al autotransformatorului (potențialul punctului A^* în funcție de modul de întrețesere al înfășurării paralele și de capacitatea ΔC_b racordată la borna A în cazul cînd înfășurarea serie este de tip GANZ.

Pentru calculul coeficienților și pentru stabilirea scărilor de modelare se întocmește tabela 1.

Rezultatele obținute pe calculator sînt mai mari decît cele obținute pe model în cazul *b* datorită neglijării în calcul a fenomenului de

amortizare, şi datorită folosirii undei dreptunghiulare (rampa unitară) în locul celei aperiodice, care la modelul *b* s-a resimţit deosebit de

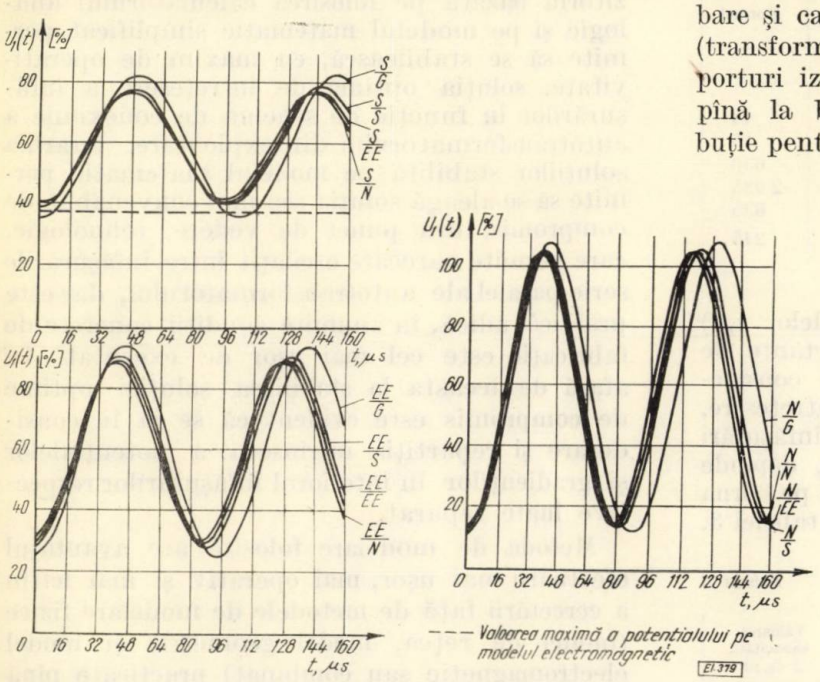


Fig. 7. Variaţia potenţialului $u_1(t)$ pe borna A^* a autotransformatorului în funcţie de felul întreţeserii înfăşurărilor serie şi paralel în caz cînd $\Delta C_b = 0$.

mult din cauza pierderilor dielectrice mari a condensatoarelor folosite pentru reţeaua de capacităţi.

Din curbele înregistrate rezultă că forma şi valoarea maximă a potenţialului în punctul A^* (sau A) este în funcţie de prezenţa sau absenţa întreţeserii, de felul acestei întreţeseri a înfăşurărilor (English Electric, Savoisienne,

în practică trebuie luat în considerare în afara capacităţii trecerii izolate şi capacitatea liniei de racord a autotransformatorului pînă la bare şi capacitatea transversală a aparatajului (transformatoare de măsură, întreruptor, suporturi izolante, separator) montat în schemă pînă la barele staţiei de transformare-distribuţie pentru modelarea cazului cînd separatorul plecării respective este deschis. În acest caz, valoarea capacităţii este $\Delta C_b \simeq 1\,000$ pF.

În cazul considerării barelor această capacitate s-a luat $\Delta C_b \simeq 5\,000$ pF.

Calculul concret s-a efectuat pentru variantele constructive ale unui autotransformator de 400/231 kV, 400 MVA, valorile parametrilor inductivi ai schemei echivalente fiind ur-

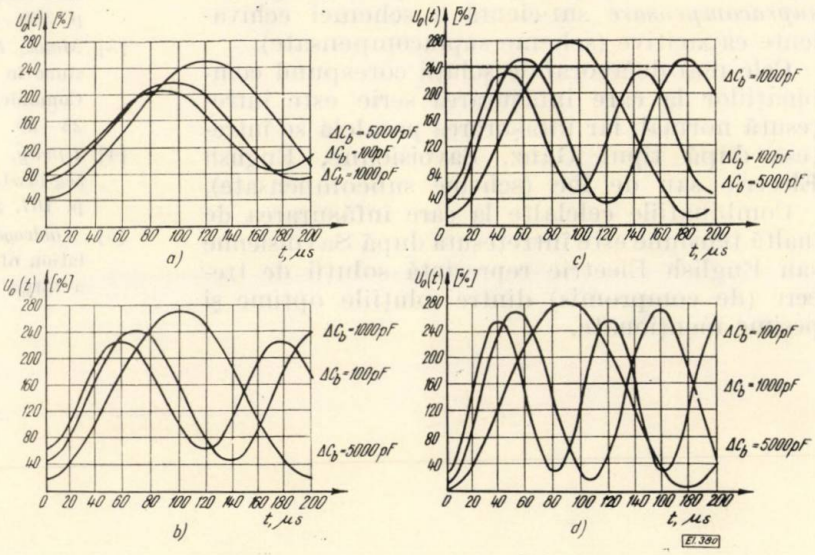


Fig. 8. Variaţia potenţialului $U_0(t)$ al bornei A a autotransformatorului în funcţie de valoarea capacităţii ΔC_b racordată la borna A în cazul întreţeserii înfăşurării serie tip GANZ (*a*), SAVOISIENNE (*b*), ENGLISH ELECTRIC (*c*) şi NORMAL (*d*).

Ganz) şi de valoarea capacităţii ΔC_b care se racordează la borna A^* în exploatare.

Observaţie. În caz extrem, cînd la borna A^* a autotransformatorului nu se racordează nimic, $\Delta C_b = 200 \ldots 300$ pF = capacitatea proprie a trecerii izolate. În cazul cel mai defavorabil,

mătoarele: $L_s = 300$ mH; $M_{ss} = 100$ mH; $L_p = 330$ mH; $M_{sp} = 150$ mH.

Valorile parametrilor capacitivi sînt în funcţie de felul întreţeserii (capacităţii echivalente longitudinale) sau nu depind de aceasta cum se indică în tabela 2.

Tabela 2

Parametrii capacitivi ai schemei	Felul întreţeserii înfăşurării			
	Ganz	Savoisienne	English Electric	Normal
	pN			
K_s	2 277	700	350	44
K_p	750	236	118	15
C_s	630	630	630	630
C_p	2 985	2 985	2 985	2 985
C'_{sp}	635	635	635	635
C_{sp}	245	245	245	245

Din înregistrările variaţiei potenţialelor $u_1(t)$ şi $u_0(t)$, în cele două scheme importante de funcţionare a autotransformatorului considerat, rezultă că varianta optimă de întreţesere, pentru care combinaţia celor două înfăşurări serie şi paralel devine antirezonantă, depinde de valoarea capacităţii ΔC_b racordate pe borna A^* a autotransformatorului, conform tabelei 3.

Tabela 3

Modul de întreţesere al înfăşurării		Valoarea capacităţii ΔC_b,pF
serie (IT)	paralel (JT)	
Ganz (G)	Ganz (G)	371
Ganz (G)	Savoisienne (S)	885
Ganz (G)	English Electric (EE)	1 003
Ganz (G)	Normal (N)	1 106

Caracterul complet antirezonant se poate realiza numai în cazul întreţeserii înfăşurării de înaltă tensiune după tipul Ganz, care asigură o *supracompensare* suficientă a schemei echivalente capacitive (scheme supracompensate).

Cele mai defavorabile soluţii corespund combinaţiilor la care înfăşurarea serie este întreţesută normal, iar înfăşurarea paralelă se întreţese după tipul Ganz, Savoisienne, English Electric sau de loc (scheme subcompensate).

Combinaţiile celelalte la care înfăşurarea de înaltă tensiune este întreţesută după Savoisienne sau English Electric reprezintă soluţii de trecere (de compromis) dintre soluţiile optime şi pesime menţionate.

4. Concluzii

Metoda de investigaţie a fenomenului tranzitoriu bazată pe folosirea calculatorului analogic şi pe modelul matematic simplificat permite să se stabilească, cu maxim de operativitate, soluţia optimă de întreţesere a înfăşurărilor în funcţie de schema de conexiune a autotransformatorului din exploatare. Ierarhia soluţiilor stabilită pe modelul matematic permite să se aleagă soluţia cea mai convenabilă de compromis, din punct de vedere tehnologic, care permite oarecare oscilaţii între înfăşurările serie-paralel ale autotransformatorului, dar este practică, adică, în anumite condiţii concrete de fabricaţie este cel mai uşor de executat. În afară de aceasta la stabilirea soluţiei optime de compromis este evident că se ia în considerare şi repartiţia intrinsecă a potenţialelor şi gradienţilor în interiorul înfăşurărilor respective luate separat.

Metoda de modelare folosită are avantajul efectuării mai uşor, mai operativ şi mai ieftin a cercetării faţă de metodele de modelare fizice (model de reţea, model geometric şi model electromagnetic sau combinat) practicate pînă în prezent pentru acelaşi scop.

Bibliografie

[1] *Lizunov, S.D.* Impulsnîe perenapriajenia v vîsokovoltnîh transformatoreh. Moscova, VEIEM, 1965.

[2] *Kerényi, D.* Takarékkaposolasu szabalyozós transzformátorok lökőfeszűltségigénybevételeinek számitáss digitális számológéppel. În : Elektrotechnika **60**, nr. 9, 1967, p. 389–400.

[3] *Mathé, B.* Determinarea solicitărilor la impuls de tensiune în izolaţia autotransformatoarelor de putere. În : Comunicări tehnice — Electroputere, nr. 3, 1964, p. 23–30.

[4] *Ujházy, G.* Szabályozós transzformátorok lökőfeszültség bisztonsága, I, II, III. În : Elektrotechnika **59**, 1966, p. 107, 206, 449.

[5] *Waldvogel, P.* şi *Rouxel, M.* Predetermination by calculation of the electric stresses in a winding subjected to a surge voltage. CIGRÉ, 1956, raport nr. 125.

Intrat în redacţie la 17.IV.1968

RECENZII

CZ 621.313

C i u n i h i n, A.A. : **Aparate electrice** (Elektriceskie apparati). Moscova, Editura Energhia, 1967.

După o prezentare introductivă a diferitelor tipuri de aparate şi domeniile lor de folosire se fac o serie de consideraţii asupra proiectării, construcţiei şi exploatării aparatajului electric.

Problemele expuse se referă la trei aspecte mai importante, şi anume :

a) teoria aparatelor electrice (şase capitole ; 215 pagini) ;

b) aparate pentru comandă, măsură şi protecţie (cinci capitole ; 118 pagini) ;

c) aparate de diferite construcţii pentru joasă şi înaltă tensiune (zece capitole ; 180 pagini).

În prima parte se face calculul principalelor elemente ale aparatelor electrice atît pentru curent continuu, cît şi pentru curentul alternativ. După indicarea relaţiilor de calcul ale forţelor la care sînt supuse conductoarele parcurse de curent se determină inducţia magnetică şi inductanţele proprii şi mutuale dintre conductoarele învecinate.

După fiecare expunere teoretică în care se explică funcţionarea tipului de aparat descris, se trasează curbele de variaţie ale fluxului în funcţie de dimensiunile geometrice ale elementelor ce compun aparatul.

Calculul încălzirii aparatajului electric este dezvoltat în capitolul al doilea al lucrării. Se determină relaţiile de calcul ale pierderilor şi se trasează o serie de curbe pentru folosirea rezultatelor în proiectare.

La studiul încălzirii se ţine seamă atît de regimul staţionar, cît şi de cel tranzitoriu. Se trasează curbe de variaţie ale principalelor mărimi în cazul încălzirii aparatelor care lucrează un timp scurt sub solicitări mari. Se stabilesc condiţiile de dimensionare ale aparatelor în cazul apariţiei scurtcircuitelor în instalaţiile electrice.

Contactele electrice se discută în capitolul al treilea, iar arcul electric, în capitolul al patrulea. Se precizează regimurile de lucru ale contactelor şi materialele din care se confecţionează pentru a rezista diferitelor solicitări. În ceea ce priveşte arcul electric — consideraţiile se referă la închiderea şi deschiderea circuitelor în cazul curenţilor intenşi şi de intensitate mai redusă. Unele paragrafe soluţionează în parte problema curenţilor postarc de mică intensitate.

Ultimele două capitole din prima parte tratează electromagneţii şi amplificatoarele magnetice.

În partea a doua se abordează următoarele probleme : construcţia şi funcţionarea aparatelor de comandă şi control ; proiectarea şi folosirea contactoarelor ; funcţionarea releelor de tensiune şi curent ; probleme legate de releele pe bază de timp ; releele fără contacte şi elementele logice.

Consideraţiile se referă la explicarea principiilor de funcţionare, la formularea relaţiilor de calcul, la indicarea principalelor dimensiuni, atît a elementelor din structura schemei, cît şi cele privind aparatul propriu-zis. Deşi fenomenul este descris de diverse modele matematice riguroase, autorul indică şi modul de variaţie a diverselor mărimi, ţinîndu-se seamă de aspectele practice care intervin la diferite regimuri de funcţionare.

În partea a treia se fac o serie de consideraţii privind aparatajul de joasă şi înaltă tensiune posibil a fi realizat sau construit în diferite structuri.

Subiectele dezvoltate în această parte se referă la : întreruptoare cu pîrghie şi comutatoare ; siguranţe fuzibile — construcţie şi exploatare ; modul de funcţionare a întreruptoarelor automate ; întreruptoare pentru curent alternativ destinate să funcţioneze în instalaţii electrice supuse tensiunilor înalte ; descărcătoare tubulare şi cu rezistenţă variabilă ; contactoare, încălzire, construcţie, exploatare ; transformatoare de curent şi tensiune ; aparatajul complet din staţiile de înaltă şi joasă tensiune ; modul de conectare în schemă şi diferite aspecte din exploatare.

Problemele discutate cuprind atît chestiuni teoretice, cît şi o serie de aspecte practice privind proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatajului electric de înaltă şi joasă tensiune pus să lucreze în diverse regimuri de funcţionare a instalaţiilor.

Deşi studiul este dezvoltat sub forma unor lecţii, reuşeşte totuşi să cuprindă o serie de aspecte esenţiale din teoria proiectării şi construcţiei aparatelor electrice de comutaţie, măsură şi protecţie.

Problemele se dezvoltă aşa fel încît să poată fi înţelese şi urmărite fără dificultăţi.

Se explică o serie de aspecte fizice care intervin în funcţionarea aparatelor şi se trasează grafic variaţia principalelor mărimi electrice, înlesnind folosirea rezultatelor în practică.

Conţinutul cărţii, nivelul ştiinţific, prezentarea succintă a problemelor, explicarea fenomenelor, redarea esenţialului într-un număr relativ redus de pagini recomandă studiu ca un manual util celor ce se preocupă cu proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatajului electric de înaltă şi joasă tensiune.

A.C.

CZ 621.313.1.001.13

C. B ă l ă. **Proiectarea maşinilor electrice**. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

Apărută într-un volum de aproximativ 245 pagini, cu 108 figuri (dintre care 5 planşe), 35 tabele şi 40 titluri bibliografice dintre cele mai reprezentative, lucrarea cuprinde elemente de proiectare a maşinilor şi transformatoarelor electrice de puteri mici şi mijlocii.

În prima parte a lucrării se tratează cîteva probleme generale privind predeterminarea caracteristicii magnetice, cîmpurile şi inductivităţile de scăpări, pierderile, forţele electromagnetice, încălzirea şi ventilaţia maşinilor electrice.

Capitolele următoare cuprind metodicele de proiectare pentru maşina de curent continuu, transformator, maşina asincronă (de inducţie) şi maşina sincronă. Se stabilesc astfel relaţiile de calcul pentru dimensiunile principale, înfăşurări şi anumite părţi constructive ; se prezintă apoi metodele de predeterminare a caracteristicilor de funcţionare.

În ultima parte a lucrării sînt redate, în anexe, extrase din standardele româneşti cu dimensiunile conductoarelor, caracteristicile electrice ale transformatoarelor şi maşinilor asincrone şi scheme de izolaţie ale înfăşurărilor maşinilor electrice.

Lucrarea are un caracter unitar, original şi de sinteză ; se prezintă demonstraţii complete ale relaţiilor de calcul şi ale factorilor numerici în sistemul de unităţi MKSA raţionalizat, fiind astfel un îndrumar de mare ajutor studenţilor la elaborarea proiectelor de maşini electrice şi la înţelegere problemelor care apar în procesul de proiectare. Prezentarea problemelor generale de calcul, comune tuturor tipurilor de maşini electrice într-un capitol separat a permis o concentrare a volumului lucrării. Prin prezentarea dată se asigură totodată o independenţă relativă a capitolelor în care sînt expuse metodicele de proiectare specifice fiecărui tip de maşină.

Structura dată capitolelor în care se expun metodicele de proiectare cuprinde o descriere introductivă a construcţiei tipului de maşină tratat, calculul dimensiunilor principale ale miezului feromagnetic şi ale înfăşurărilor, predeterminarea parametrilor circuitelor electrice şi a caracteristicilor de funcţionare, verificarea coeficienţilor adoptaţi cu prilejul aplicării diferitelor relaţii de calcul, şi indicaţii cu privire la determinarea solicitărilor mecanice şi termice ale părţilor active ale maşinii.

O atenţie deosebită se acordă în lucrare aspectelor economice ale proiectării ; astfel se examinează în detaliu influenţa factorului de geometrie şi a scurtării pasului înfăşurării atît asupra performanţelor funcţionale ale maşinilor electrice, cît şi asupra volumului materialelor active utilizate în construcţia lor. Pe baza relaţiilor stabilite, în cazul transformatorului, se demonstrează eficienţa tehnico-economică a unităţilor de mare putere.

Lucrarea reflectă şi unele aspecte ale cercetării ştiinţifice în domeniul electrotehnicii legate de proiectarea maşi-

nilor şi transformatoarelor electrice ; se prezintă astfel metode de calcul pentru forţele electromagnetice de scurtcircuit în transformatoarele de putere în funcţie de repartiţia înfăşurărilor, iar relaţiile de calcul pentru reactanţele de scăpări ale înfăşurărilor maşinilor electrice cuprind indicaţii corespunzătoare cu cercetările din urmă.

În privinţa părţii grafice a lucrării, remarcăm claritatea deosebită a desenelor, graficelor şi planşelor prezentate ; aplicarea rasterului pentru evidenţierea circuitului magnetic, utilizarea planului semilogaritmic în prezentarea solicitărilor electrice şi magnetice, a caracteristicilor funcţionale în regim nominal, precum şi prezentarea unor secţiuni prin maşini şi transformatoare scot în relief grija autorului pentru a întări caracterul didactic al lucrării.

O viitoare ediţie a lucrării ar trebui să cuprindă exemple de calcul, utile mai ales pentru faza de iniţiere, a studenţilor în însuşirea tehnicii de proiectare ; de asemenea, unele relaţii de calcul trebuie verificate pentru corectarea erorilor de tipografie strecurate în actuala ediţie.

Lucrarea analizată corespunde unei necesităţi prezente a literaturii tehnice din institutele politehnice şi reprezintă un preţios ajutor în formarea tinerilor proiectanţi, fiind primită cu încredere şi interes.

V. Bunea

REFERATE

CZ 621.3 *Electrotehnică generală*

CZ 621.3.011.5 :537.212

S t o r e y, I.T. şi B i l l i n g s, M.I. **Programarea pe un calculator numeric pentru determinarea cîmpului electrostatic al domeniilor cu simetrie axială** (General digital-computer program for the determination of 3-dimensional electrostatic axially symmetric fields). În : Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, nr. 10, 1967. p. 1 551—1 555, 7 fig., 5 ref. bibl.

Autorii articolului prezintă o metodă de determinare a cîmpurilor pentru domenii cu simetrie axială, a căror formă complexă prezintă greutăţi de rezolvare prin metode clasice. Deşi în articol se studiază problema cîmpului electrostatic metoda poate fi extinsă şi pentru alte cazuri generate de acelaşi tip de ecuaţii. Articolul prezintă partea de programare, rezultatele, şi se fac comparaţii în economia de timp şi precizie faţă de metode clasice pentru domenii simple sau complexe. În final, se studiază un caz practic de repartiţie a tensiunii la un izolant de 66 kV.

R.M.

CZ 621.3.015.52 :621.315.618.2

G a r o c h e, P. şi M i c h o u d e t, R. **Liniile de fugă şi distanţele de izolaţie în aer** (Lignes de fuits et distances d'isolement dans l'air). În : Revue Générale de l'Électricité, nr. 4, 1968, p. 363—367.

Se expun motivele care au determinat elaborarea unor recomandări privind stabilirea distanţelor de izolaţie în aer. Se arată eforturile depuse pentru introducerea lor pe plan internaţional. Cele şase părţi ale materialului se referă la : explicarea fenomenelor ce impun alegerea liniilor de fugă, respectiv a distanţelor de izolaţie ; condiţiile care favorizează alegerea unor valori minime ale distanţelor de izolaţie ; care este structura actualelor recomandări în această problemă ; factorii care influenţează alegerea distanţelor de izolaţie şi a liniilor de fugă la valori minime ; consideraţii asupra bazelor fizice care înlesnesc alegerea distanţelor corespunzătoare de izolaţie ; care este domeniul de utilizare a liniilor de fugă şi a distanţelor de izolaţie.

Se precizează că cele discutate şi propuse drept recomandări pot forma un punct de plecare în reglementarea distanţelor de izolaţie pe plan internaţional.

A.C.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.32.016.1 :621.3.018.6

G u p t a, D.P.S., B a l a s u b r a m a n i a n, N.V. şi L y n n, I.W. **Cuplurile de sincronizare şi de amortizare ale maşinilor sincrone** (Synchronising and damping tarques in synchronous machines). În : Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, nr. 10, 1967, p. 1 451—1 457, 11 fig., 19 ref. bibl.

Autorii studiază analitic problema cuplurilor de sincronizare şi de amortizare în două sisteme de referinţă distincte : sistemul Park şi Kron-Ku.

Analiza comportării maşinii sincrone în funcţie de cele două sisteme, unul sincron cu rotorul şi altul fix la oscilaţiile cîmpului dau o privire realistă a generării componentelor active şi reactive ale cuplurilor de sincronizare şi de amortizare.

Apar evident dezavantajele folosirii sistemului de axe Park în cazul regimului nestaţionar, fiind de preferat sistemul Kron-Ku.

Rezultatele încercărilor de laborator au coincis cu predeterminările teoretice.

R.M.

CZ 621.313.322—82.045.13 :621.315.53

W a l k e r, I.H. **Înfăşurări de aluminiu pentru generatoare hidroelectrice. O analiză critică** (Aluminium windings for hydroelectric generators. A critical analysis). În : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, nr. 10, 1967, p. 1 464—1 470, 12 fig.

În ultimul timp s-au realizat progrese însemnate în înlocuirea cuprului cu aluminiu la conductoare aeriene, cabluri, transformatoare, bare din staţii de distribuţie etc., dar s-a făcut foarte puţin pentru înlocuirea lui la maşini electrice rotative.

Cu ajutorul unor ipoteze simplificatoare autorul face un studiu tehnico-economic, comparînd ambele variante de hidrogeneratoare cu înfăşurări de cupru şi aluminiu, pentru diverse puteri şi viteze. Se deduce că pentru hidrogeneratoare de joasă viteză soluţia aluminiului este cu circa 5 % mai scumpă decît aceea a cuprului, soluţie care devine totuşi interesantă pentru ţări care produc aluminiu şi pentru care cuprul este un material deficitar.

R.M.

CZ 621.313.33 :534.322.3

F r a n ç o i s, P. **Generarea zgomotelor şi răspunsul structurilor în motoarele asincrone** (La génération des bruits et la reponse des structures dans les moteurs asynchrones). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 4, 1968, p. 377—387, 18 fig., 28 ref. bibl.

După expunerea cauzelor de excitaţie acustică şi enumerarea maşinilor producătoare de zgomot se precizează aspectele fizice şi se arată că sursele principale de zgomot sînt de natură magnetică, mecanică şi aerodinamică. Se insistă în special asupra răspunsului structurii maşinii la propagarea sau emiterea zgomotului.

Se fac consideraţii asupra fenomenelor fizice care apar la producerea zgomotelor şi se trasează diagrama de variaţie a intensităţii sunetelor emise de un motor electric. De asemenea se trasează grafic variaţia zgomotului emis de ventilatorul unor motoare asincrone. Se experimentează ventilatorul elicoidal şi cel centrifugal. Apoi se compară între ele ventilatoarele centrifugale. Se plasează apoi diferite obstacole în apropierea paletelor ventilatorului, în cazul motoarelor asincrone de 120 kW la 1 500 rot/min şi pentru motoare de 4 500 kW, 1 000 rot/min. Pentru toate cazurile se trasează diagrama de variaţie a zgomotului determinat teoretic şi experimental.

Se preconizează măsuri pentru reducerea zgomotelor la cele mai uzuale tipuri de maşini electrice.

A.C.

CZ 621.313.33 – 573.2 :621.313.32

Concordia, C., Brown, P.G., Miller, W.J. şi Wuosmaa, L. **Pornirea sincronă a motoarelor cu generatoare de mică capacitate** (Synchronous Starting a Motor from Generator of Small Capacity). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, nr. 10, 1967, p. 1 215—1 226, 25 fig., 8 ref. bibl.

În ultimii ani a început să fie larg folosit sistemul centralelor hidroelectrice care, în timpul minimelor de sarcină, lucrează ca pompe ridicînd apa în lacul de acumulare. O problemă la maşinile acestor centrale este pornirea lor ca motor. Există mai multe metode: pornirea în asincron la tensiune redusă sau nominală; cu ajutorul unui motor de pornire; pornire sincronă cu un generator convenţional de putere redusă. În articol este discutată această din urmă metodă, prezentîndu-se rezultatele obţinute cu un calculator numeric.

Autorii ajung la concluzia că maşinile unei centrale hidroelectrice pot fi pornite sincron, destul de simplu cu ajutorul unui generator de putere avînd o putere de cel mult 15% din puterea fiecăreia în parte. Dintre toţi parametrii sistemului, cel mai important este rezistenţa rotorică a generatorului. Pentru a obţine un cuplu maxim de pornire este recomandat să se lucreze cu o rezistenţă cît mai scăzută. Atunci cînd parametrii maşinilor sînt daţi, cuplul maxim se obţine lucrînd cu excitaţia maximă a generatorului şi cu aproximativ 70% din excitaţia maşinii ce o pornim.

Metoda prezintă o deosebită importanţă pentru centralele electrice cu reacumulare şi discuţiile purtate pe marginea articolului de o serie de ingineri japonezi şi americani aduc lămuriri suplimentare cu caracter practic.

R.M.

CZ 621.313.333.2.013.5.017.3

Ivanes, M. **Influenţa formei cîmpului magnetic din întrefier şi a rezistenţei de contact a coliviilor asupra pierderilor suplimentare din maşinile de inducţie** (Influence de la forme du champ magnétique dans l'entrefer et de la résistance de contact des cages sur les pertes supplémentaire des machines à induction). În: Revue Générale de l'Électricité tom. 77, nr. 4, 1968, p. 368—376, 15 fig., 3 ref. bibl.

Se studiază curenţii din rotorul maşinilor electrice de inducţie ţinînd seamă atît de neregularităţile întrefierului şi de rezistenţa de izolaţie între barele coliviilor şi tolele maşinii. Se discută atît aspectele teoretice, cît şi cele practice obţinute prin măsurări efectuate pe motoare electrice de 10 kW. Ipotezele făcute arată că maşina se consideră nesaturată, iar rotorul este perfect simetric.

Se trasează variaţia cîmpului de inducţie în întrefier şi se adoptă o formă simplificată dreptunghiulară faţă de cea sinusoidală rezultată în întrefier.

Calculul pierderilor datorită armonicilor în cazul unui cîmp învîrtitor se face atît sub aspect teoretic, cît şi practic.

Se trasează apoi curba de variaţie a pierderilor suplimentare în funcţie de pătratul curentului de alimentare la o tensiune de 100 V şi 180 V.

Experienţele s-au făcut folosindu-se un motor electric de 11 kW cu şase poli. Teoria expusă concordă cu rezultatele experimentale şi înlesneşte determinarea pierderilor cu o mai mare precizie decît prin aplicarea metodelor clasice.

A.C.

CZ 621.313.334.016.1.025.1 :621.319.4

Oldenkamp, I. L. **Frînarea dinamică a motoarelor monofazate capacitive** (Capacitive Regenerative Braking in Single-Phase Motors). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, nr. 11, 1967, 6 fig., 10 ref. bibl.

Frînarea dinamică a motoarelor asincrone monofazate cu capacitate de pornire apare în cazul decuplării alimentării. Un circuit rezonant serie se formează din înfăşurarea principală, cea auxiliară şi capacitatea de pornire. Această rezonanţă este realizată pentru o anumită alunecare cînd partea imaginară a impedanţei circuitului va fi egală cu zero.

Energia cinetică a părţilor în mişcare se va transforma în căldură în înfăşurările rotorice şi statorice. Se obţine cuplu de frînare maxim de cîteva ori cuplu nominal.

Urmărind variaţia diverşilor parametri electrici, autorul ajunge la concluzia că acest tip de frînare este foarte sigur şi eficace.

R.M.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.212.048.1.015.3

Morozova, T. I. **Caracteristicile electrice ale izolaţiei transformatoarelor de mare putere şi tensiune înaltă supuse supratensiunilor de comutaţie** (Elektriceskie haracteristichi izoleaţii moşnosti vîscovoltnih transformatorov priu vosdeisvieah tipa commutationnih perenaprajenii). În: Elektricestvo, nr. 1, 1968, p. 22 — 26, 3 fig., 2 tab., 4 ref. bibl.

După încadrarea problemei se arată că izolaţia transformatoarelor de mare putere, care lucrează la tensiuni foarte înalte, se cercetează teoretic şi practic atît pe modele reduse, cît şi la platforma de încercări, pentru a stabili principalele caracteristici electrice — în cazul funcţionării aparatelor în reţele cu supratensiuni frecvente de comutaţie. Se prezintă modelul folosit pentru studiul întocmit şi structura izolaţiei supuse experimentărilor efectuate. Se arată apoi comportarea izolaţiei la o serie de supratensiuni de comutaţie de tipul celor existente în reţelele de foarte înaltă tensiune. Fiecare supratensiune de comutaţie este oscilografiată şi este analizată în detaliu. Se discută rezultatele experimentale şi se confruntă cu o serie de valori calculate. Se fac apoi unele recomandări privind structura izolaţiei transformatoarelor de mare putere şi tensiune foarte înaltă care lucrează în reţele cu o gamă largă a supratensiunilor de comutaţie.

A.C.

CZ 621.317 *Măsurări electrice. Aparate de măsură*

Z 621.317.785 :621.317.312

E. Steingroever şi S. Frank. **Aparataj mobil cu inducţie cu rotorul flotant** (Induktions-Messwerk mit freischwebendem Läufer). În: ETZ-B, nr. 25, dec 1967, p. 716 — 719, 4 fig., 5 graf.

În cîmpurile magnetice staţionare s-a putut obţine — prin combinaţia forţelor feromagnetice şi a celor diamagnetice — o suspensie în spaţiu complet liberă a organului mobil cu ax vertical, avînd o greutate de 50 p (50 gf) şi aparţinînd unui instrument de măsură cu inducţie. Aparatul are la partea de jos un suport-pivot diamagnetic (un inel de grafit), iar la partea de sus un lagăr feromagnetic (magneţi inelari şi cilindrici). Dispersiunea măsurării la acest instrument fără frecare mecanică rămîne constantă pînă la valori foarte scăzute ale cuplului. Erori de măsură apar abia în domeniul cuplurilor foarte slabe printr-o anumită ondulaţie a momentului de-a lungul periferiei. Cuplul de oprire s-a putut măsura pînă la valori de circa 10 m pcm, ceea ce corespunde la 0,1% a curentului nominal. Chiar frecarea cu aerul s-a putut stabili la cîteva zecimi de m pcm, dar poate şi aceasta să fie eliminată, îmbrăcînd aparatajul într-o carcasă transparentă şi cu vid în interior.

În scopul unei şi mai mari precizii sînt descrise mijloacele pentru anularea forţelor Thomson, orizontale şi verticale. Urmează o comparaţie între aceste dispozitive şi cele cu paliere mecanice din punctul de vedere al dispersiunii. Apoi se discută pe baza unor grafice erorile posibile, devierea procentuală a turajului instrumentului faţă de proporţionalitatea puterii măsurate, arătîndu-se exemple cifrice. Pentru evitarea erorilor, chiar la curenţii cei mai mici, se arată în încheiere metoda de stabilire a cuplului acestui instrument în stare de repaus şi precizia în măsurări obţinută de autori.

Gh. C.

SCURTE ŞTIRI

Conductoarele izolate cu sticlă rezistă la temperaturi mult mai ridicate decît cele izolate cu materiale organice. O firmă engleză a patentat un procedeu, potrivit căruia a ţinut în stare de funcţionare un transformator timp de 1 500 ore la temperatura de 400°C. Cu toate că stratul de izolaţie are o grosime de numai 5 μm, rezistă la tensiuni alternative de 400 — 800 V. Sticla izolatoare specială poate fi aplicată pe multe metale.

Din: ETZ-B, nr. 24, 1967.

A **fost reglat primul din cele patru transformatoare de 570 MVA — 22/420 kV** pentru centrala engleză Ratcliffe de 2 000 MW. Greutatea transformatorului fără ulei este de 220 t, iar în stare de funcţionare 350 t. Are înălţimea de 10 m şi lungimea de 15 m.

Din: ETZ-B, nr. 24,1967.

Controlul electronic al diabetului formează obiectul urmărit de Centrul american pentru boli cronice. O sondă aplicată în exterior face posibilă stabilirea cantităţii de zahăr în sînge. În acest scop poate fi folosită fluorescenţa lobului urechii care conţine mult sînge.

Din: ETZ-B, nr. 2, 1968.

O geamandură de semnalizare pentru navigaţie, care îşi produce singură energia necesară lămpii şi a conului de ceaţă, a fost construită în Japonia. Aparatul plutitor are un tub lung dirijat în jos. Mişcările alternative verticale provocate de valuri, dintre capătul tubului şi geamandură, servesc la acţionarea unui mic generator.

Din: ETZ-B, nr. 2, 1968.

Viteza sîngelui poate fi măsurată fără deschiderea vreunui vas sanguin. Vena sau artera este înconjurată de un magnet în formă de C, iar variaţia vitezei sîngelui produce într-un instrument o tensiune care se măsoară.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1968.

Cele mai mari baraje din lume vor fi în Africa: barajul Cariga pe fluviul Zambezi cu o capacitate de $180 \cdot 10^9$ m³, lacul Naser al Nilului cu $157 \cdot 10^9$ m³ şi barajul Volta în Ghana cu $148 \cdot 10^9$ m³.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1968.

Un cauciuc de silicon lichid care după şapte zile de solidificare are o rezistenţă la tracţiune de circa 37 kP/cm², a fost realizat de către General Electric în S. U. A. Acest material poate fi utilizat în regim permanent între — 65 şi 150°C, iar în regim cu intermitenţă pînă la 260°C.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1968.

Cel mai mare transformator din lume, avînd 952 MVA, a fost construit de către General Electric în S. U. A., pentru centrala atomică Dresden II în Marris, Illinois. Tensiunea înaltă a transformatorului este de 345 kV, iar greutatea în stare de serviciu, 450 t.

Din: ETZ-B, nr. 1, 1968.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, str. Orlando, nr. 2, raion 30 Decembrie. Telefon: redactor şef: 14.63.86; secretar general de redacţie: 13.84.16. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare, Telefon: 15.11.05. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala 30 Decembrie, Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5687.

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

SOMMAIRE

CD 621.3.022.011

Hortopan, G. : **Considérations sur la théorie des courants intenses.**

Electrotehnica **16**, no. 9, sept. 1968, p. 325–333

Dans un ouvrage de synthèse on présente les principaux aspects de la technique de l'interruption dans les appareils à commutation mécanique, donc dans les appareils dans lesquels se développe l'arc électrique. On expose les conditions qualitatives et quantitatives de l'interruption de l'arc électrique en contingence avec la tension de rétablissement, la tension de l'arc et la constante de temps de l'arc électrique. On spécifie le rôle des propriétés thermiques du gaz dans lequel brûle l'arc électrique, en ce qui concerne la valeur de la constante de temps. A la fin de l'article on présente les aspects de l'interaction entre le réseau et l'arc électrique qui se forme dans les appareils de commutation, ainsi que le rôle de l'éjection de plasma lors du contact avec l'arc électrique.

CD 621.313.222. – 523 :621.314.63.025.1

Micu, E. : **Les caractéristiques mécaniques du moteur de série alimenté à partir d'un redresseur à commande monophasée.**

Electrotehnica **16**, no. 9, sept. 1968, p. 334–340

Dans l'hypothèse que l'on néglige la commutation du redresseur, on calcule les limites du domaine de commande des thyristors, afin que le moteur à courant ondulé puisse fonctionner avec un courant interrompu, dans les schémas-pont semi-commandé. On calcule ensuite les caractéristiques mécaniques du moteur pour les deux schémas de redressement et on fait des appreciations concernant le degré d'utilisation de l'impulsion du moteur.

CD 621.3

Crăciunescu, A. : **Le calcul de l'amplificateur magnétique à réaction interne et à charge linéaire passive.**

Electrotehnica **16**, no. 9, sept. 1968, p. 340–345

On présente une méthodique grapho-analytique pour l'élaboration des projets de l'amplificateur magnétique, méthodique qui tient compte de la forme non-sinusoidale des courants dans les enroulements ainsi que de la valeur finie de la résistance inverse des redresseurs.

CD 621.316.717.018.44 :621.313.333.1.072.1

Atanasiu, G. : **Rhéostat auto-reglable pour le démarrage des moteurs asynchrones à roteur bobiné.**

Electrotehnica **16**, no. 9, sept. 1968, p. 345–350

On présente l'analyse théorique ainsi que l'élaboration de la méthodique pour les projets d'un rhéostat auto-reglable, basé sur l'effet des courants turbillonaires dans le fer massif, utilisé pour le démarrage des moteurs asynchrones à roteur bobiné.

CD 621.314.523.027.8 : 621.3.015.

Mathé, B. : **L'étude de la répartition de la tension d'impulsion dans les enroulements série-parallèles des auto-transformateurs.**

Electrotehnica **16**, no. 9, sept. 1968, p. 351–356

On présente les résultats des recherches théoriques et expérimentales (sur modèle analogique et électro-magnétique) concernant les particularités du phénomène transitoire l'impulsion dans les auto-transformateurs de haute tension ayant l'entrée au milieu de l'enroulement.

COMPTES-RENDUS 357–358
REFERATS 358–360
BRÈVES COMMUNICATIONS 360

CONTENTS

DC 621.3.022.011

Hortopan, G. : **From the theory of intense currents.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 325–333

The author presents in a synthesis work the main aspects of the interruption technique in apparatus with mechanical commutation i.e. in which the electric arc develops. The qualitative and quantitative conditions of the electric arc interruption are discussed in connection with the restoring voltage, the arc voltage and the time constant of the electric arc. The role of thermic properties of the gas in which the electric arc is burning is shown as concerns the value of the network and the electric arc in commutation apparatus as well as the part played by plasma ejection in the extinction of the electric arc are discussed in conclusion.

DC 621.313.222 – 523.2 :621.314.63.025.1

Micu, E. : **The mechanical characteristics of the series-wound motor fed from a controlled monophase rectifier.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 334–340

In the hypothesis of neglecting the commutation of the rectifier, the author calculates the limits of the control field of tiristors so that the undulated-current motor works with interrupted current in the rectifying diagram — controlled bridge and in the semi-controlled bridge diagram. The mechanical characteristics of the motor are then calculated for the two rectifying diagrams and some considerations are made concerning the utilization degree of motor impulse.

DC 621.375.3.001.25

Crăciunescu, A. : **The calculus of magnetic amplifiers with internal reaction and passive linear charge.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 340–345

The description is given of a graphoanalytical designing method for magnetic amplifiers, taking into account the non-sinusoidal form of the winding currents as well as the finished valve of the inverse resistance of rectifiers.

DC 621.316.717.0.18.44 :621.313.333.1.072.1

Atanasiu, G. : **A self-adjustable rheostat for starting the asynchronous motors with phase-wound rotors.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 345–350

The paper contains a theoretical analysis and the designing method of a self-adjustable rheostat based on the effect of turbulent currents in massive iron, used to start the asynchronous motors with phase-wound rotors.

DC 621.314.223.0.27.8 : 3.015.34.001.57

Mathé, B. : **Studying the distribution of the impulse voltage along the series-parallel windings of autotransformers.**

Electrotehnica **16**, nr. 9, sept 1968, p. 351–356

The results are given of theoretical and experimental researches (on analogical and electromagnetic models) concerning the peculiarities of the transitory impulse phenomenon in high-voltage autotransformers with the input in the middle of the winding.

REVIEWS 357–358
REPORTS 358–360
BRIEF NEWS 360

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE.

CZ 621.313.2.124.2 :621.314.632

Philipps, W. **Calculul reziduului relativ al curenților din indusul motoarelor de curent continuu alimentate prin convertizoare statice.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 6, 15 mar 1968, p. 126—130, 10 fig.

CZ 621.313.333.025.1.045

Kenjo, T. **Determinarea celor mai avantajoase înfășurări a motoarelor monofazate asincrone cu înfășurare asimetrică bifazată.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 1, 5 ian 1968, p. 14—17, 8 fig., 1 tab., 2 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE.

CZ 621.314.2 :621.317.333.6

Joung, F.S. ș.a. **Efectul tensiunilor de încercare și al unor tensiuni anormale asupra izolației transformatoarelor.** In : IEEE Trans. on Power Apparatus System. PAS-**86**, nr. 9, sep 1967, p. 1 057—1 065, 12 fig., 5 tab., 18 ref. bibl.

CZ 621.314.21.014.3

Heindl, H. **Calculul forței de scurtcircuit în înfășurările de transformatoare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 3, 2 feb 1968, p. 49—53, 4 fig., 24 ref. bibl.

CZ 621.314.2.027.3.001.4

Crachead, D.O. și *Erskine, W.A.* **Determinarea duratei de funcționare din punct de vedere termic al transformatoarelor de distribuție.** In : IEEE Trans. on Power Apparattus Systems, PAS-**86**, nr. 9. sep 1967, p. 1 066—1 072, 4 fig., 2 tab., 8 ref. bibl.

CZ 621.314.6.001

Rechtenbacher, R. **Construcția în trepte a instalațiilor de redresoare cu elemente de siliciu, pentru electroliza clorului.** In : Siemens Z. **41**, nr. 9, sep 1967, p. 778—781, 3 fig.

CZ 621.314.63 :631.313.33

Blaschke, F., Hütter, G. și *Scheider, U.* **Convertizoare statice de frecvențe cu circuite intermediare pentru alimentarea motoarelor și generatoarelor.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 5, 1 mar 1968, p. 108—112, 5 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII.

CZ 621.315.2 :546.621

Küster, W. **Materialul conductor aluminiu—adecvat și actual.** In : Elektro Anz. **20**, nr. 31, oct 1967, p. 402—406, 6 fig., 1 tab., 15 ref. bibl.

CZ 621.315.92.4 :621.3.082.73

Brauer, H. și *Feuner, E.* **Materiale piezoceramice.** In : Elektr. Ausrüstung. **8**, nr. 5, oct 1967, p. 136—142, 21 fig., 1 tab., 13 ref. bibl.

CZ 621.316 DISTRIBUIREA ENERGIEI ELECTRICE. REȚELE. REDESCHIDEREA ȘI INCHIDEREA CIRCUITELOR. REGLAREA MĂRIMILOR ELECTRICE. PROTECȚIA APARATELOR ȘI INSTALAȚIILOR

CZ 621:316.35.019.32

Mavromaras, D. și *Sieber, P.* **Studiul asupra eforturilor mecanice admisibile impuse conductoarelor la scurtcircuit.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 2, 19 ian 1968, p. 34—38, 11 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

CZ 621.316.52.019.3

Zul, M.M. ș.a. **Aprecierea siguranței în exploatare a întreruptoarelor de 10 kV.** In : Energhetik **15**, nr. 9, sep 1967, p. 24—27, 3 tab.

CZ 621.316.53

Metzger, F. **Contactoare electromagnetice cu mare durată de viață.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 1, ian 1968, p. 1—5, 3 fig. 15 ref. bibl.

CZ 621.316.543 :621.314.214.332

Auth, W. **Solicitarea dielectrică a selectoarelor și comutatoarelor în transformatoare.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 3, 2 feb 1968, p. 53—58, 13 fig., 1 tab., 20 ref. bibl.

CZ 621.316.925.2 :621.314.2 :621.318.56

Drazdov, A.D. și *Zasipkin, A.S.* **Relee de impulsuri cu miezuri feromagnetice pentru protecția transformatoarelor.** In : Izv. VUZ Elektromekanika, 10 oct 1967, p. 1 155—1 156, 3 fig 2 ref. bibl.

CZ 621.317 TEHNICA MĂSURĂRILOR ELECTRICE. APARATE DE MĂSURĂ

CZ 621.317.333.6 :621.315.61

Meyer, H. **Influența timpului asupra perforărilor electrice din izolațiile tehnice.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 1, 5 ian 1968, p. 5—11, 13 fig., 27 ref. bibl.

CZ 621.317.39 :533.275 :621.315.614.6

Matthews, C.M.G. **Măsurarea de la distanță a unității hîrtiei.** In : Industrial Electron. **5**, nr. 11, nov 1967, p. 486—489, 6 fig.

CZ 621.318 APLICAȚII INDUSTRIALE ALE MAGNETISMULUI ȘI MAGNEȚILOR. ELECTROMAGNEȚI. RELEE

CZ 621.318.12 :538.116

Heimke, G. **Ceramica magnetică — spinii și structura aliată.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 2, 26 ian 1968, p. 34—38, 9 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.318.2.004

Kent, A.J. **Circuite cu magneți permanenți, partea I.** In : Industrial Electron. **5**, nr. 11, nov 1967, p. 502—506, 9 fig.

CZ 628.9 ILUMINATUL ELECTRIC

CZ 628.977.1

Hammer, H. **Exemple de iluminat economic în ateliere.** In : Lichttechnik, **19**, nr. 9, sep 1967, p. 334—336, 3 fig.

CZ 628.977.1

Toles, G.E. **Iluminatul unei turnătorii.** In : Lighting **83**, nr. 8, aug 1967, p. 20—26, 5 fig.

CZ 643 APARATURĂ ELECTROCASNICĂ

CZ 643.336.5

Pauleit, H. **Bucătării electrice moderne.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 3, 9 feb. 1968, p. 61—63, 3 fig.

CZ 648.23—83

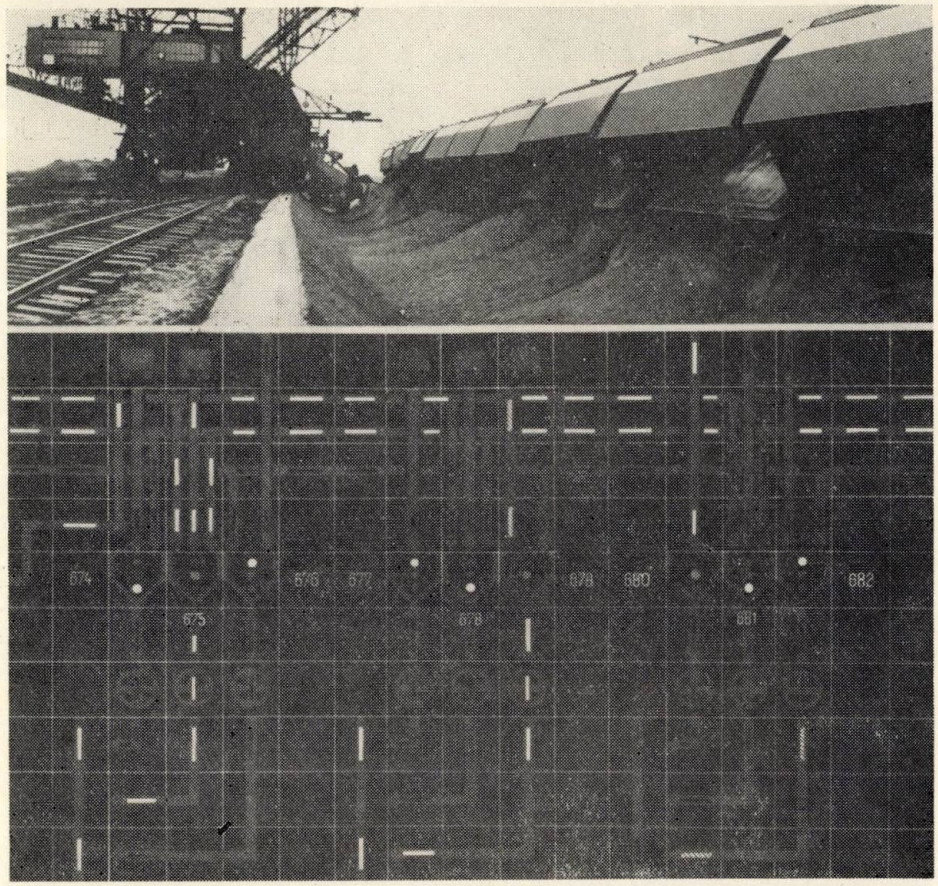
Bumann, H. **Electrotehnica aplicată la mașinile de spălat.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 3, 9 feb 1968, p. 52—55. 4 fig.

CZ 648.545—83

Schaller, H. **Mașini de spălat vesela automat.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 3, 9 feb 1968, p. 55—57, 4 fig.

CZ 621.565.92—83

Reichert, R. **Studiul tehnicii frigiderelor menajere.** In : Elektrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 3,9 feb 1968, p. 49—52, 4 fig.



TEHNICA WSSB ÎN SERVICIUL AUTOMATIZĂRII

Instalațiile industriale de comandă de tipul WSSB servesc la raționalizarea proceselor tehnologice. Ele asigură o conducere centralizată a întreprinderii și măresc randamentul producției industriale.

WSSB livrează instalații și tablouri cu scheme luminoase, instalații cu relee și instalații de alimentare cu curent electric.

Proiectant și exportator de instalații industriale de siguranță și reglaj pentru căi ferate din partea firmei

Elektrotechnik

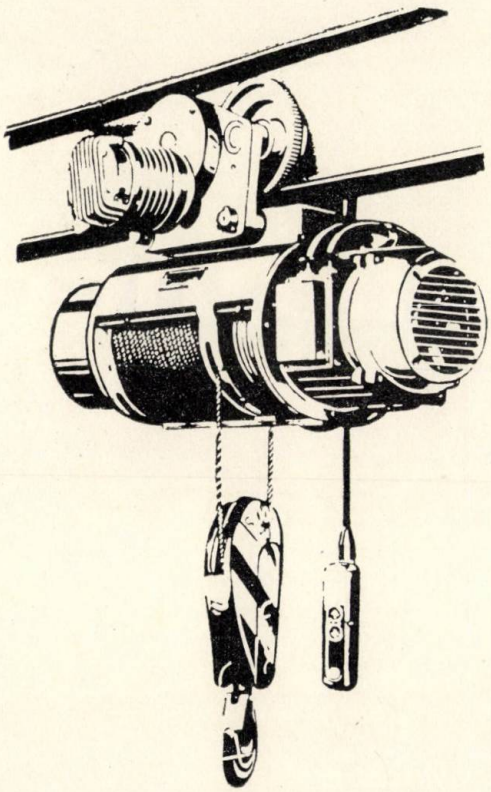
este VEB Werk für Signal-und Sicherungstechnik Berlin (WSSB) DDR, 1193 Berlin Elsenstrasse 87/96 Telefon 27 88 51 Republica Democrată Germană

Cei interesați se pot adresa la :

Serviciul de informații tehnice din cadrul Reprezentanței Comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane în Republica Socialistă România, Calea Dorobanților, nr. 14, București

telesig

balkancar



CONSTRUCȚIE UȘOARĂ ȘI COMPACTĂ, EXPLOATARE SIGURĂ ȘI COMODĂ

PALANE ELECTRICE CU CABLU tip „T"

pentru sarcini de la 250 la 12500 kgf, înălțime de ridicare de la 6 la 36 m

Motor electric cu rotor conic, frînă și reductor planetar

Se acceptă comenzi de palane electrice în execuție normală sau specială

La cerere, palanele pot fi livrate pentru montaj fix sau cu cărucior complet liber, cărucior cu deplasare manuală sau cărucior electric rigid în funcție de sarcină și înălțime de ridicare

Informații detaliate și oferte:

BALKANCAREXPORT, Bulgaria

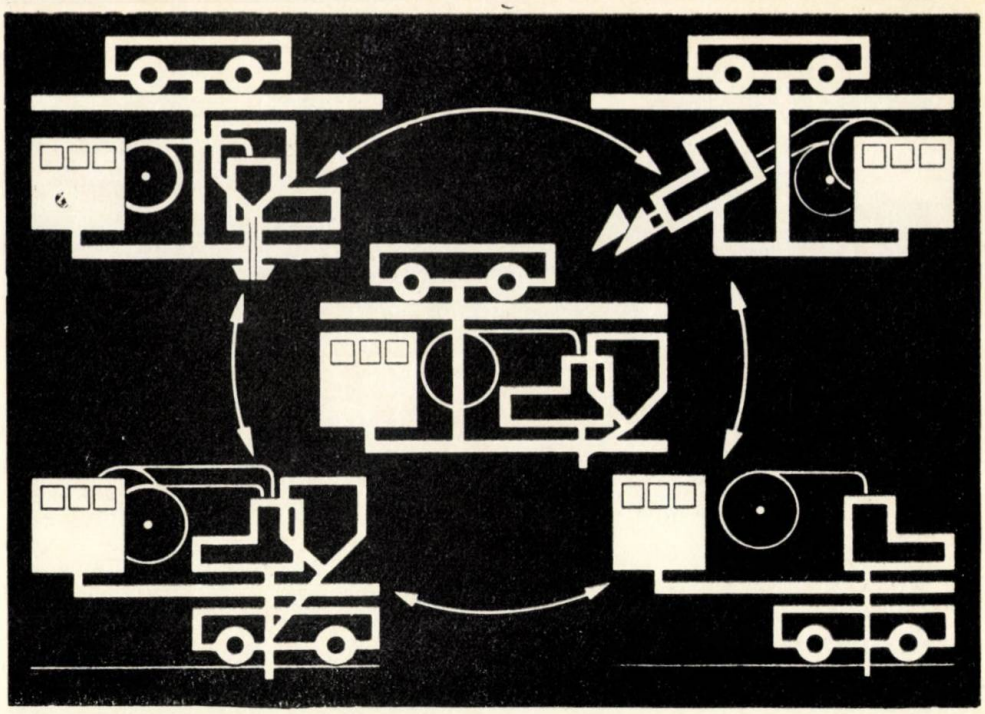
Sofia, str Aksakov nr 5, telefon 88—53—21

Telex 386, telegrame BALKANCAREXPORT Sofia

Adaptarea la condiții tehnologice diferite

se cere astăzi tehnicii de sudură în exploatare. În acest scop se cere un utilaj de sudură cu o adaptabilitate sporită. Automatele Kjellberg oferă această posibilitate. Prin reechipare ele se pot transforma rapid și sigur pentru diferite procese. Automatul Kjellberg model UT se va utiliza pentru sudura cu sîrmă UP monofilară sau multifilară, cu sîrma CO_2 monofilară, pentru sudura profilată UP și CO_2 cu unul sau cu două brațe, precum și pentru sudarea benzilor. Acest automat poate funcționa pe piesa de prelucrat, pe un dispozitiv rulant sau suspendat de un astfel de dispozitiv. Cu minimun de dispozitive se pot obține astfel posibilități maxime de utilizare.

Informați-vă deci asupra automatelor noastre universale de sudare.



Kjellberg

ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG

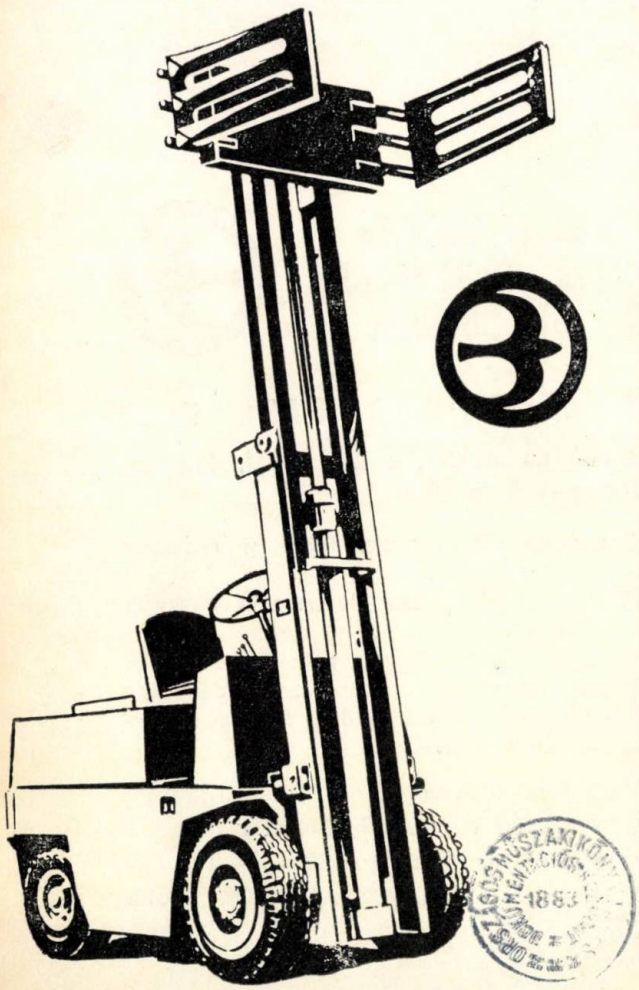
DDR—798 FINSTERWALDE

Republica Democrată Germană

Exportator: Elektrotechnik

Export — Import Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik DDR 104 Berlin, Chausseestr. 111/112

Cei interesați se pot aeresa la:
Biroul tehnic-comercial DIA Elektrotechnik din cadrul Reprezentanței comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane în Republica Socialistă România, Calea Dorobanților, 14, București — Republica Socialistă România



VIZITAȚI STANDURILE NOASTRE DE LA CEL DE-AL XXIV-LEA TÎRG INTERNAȚIONAL DE LA PLOVDIV, CARE VA AVEA LOC ÎNTRE 22.09. ȘI 1.10. 1968. SPECIALIȘTII NOȘTRI VĂ VOR STA LA DISPOZIȚIE PENTRU INFORMAȚII ȘI DEMONSTRAȚII

balkancar

CĂRUCIOARE ELECTRICE SAU CU MOTOR CU ARDERE INTERNĂ,
elevatoare universale de mare înălțime, cu platformă, basculante și tractoare;
CĂRUCIOARE ELECTRICE pentru înălțime redusă
PALANE ELECTRICE CU CABLU SAU CU LANȚ
BATERII DE ACUMULATOARE
MOTOCICLETE ȘI MOTORETE
MOTOARE CU APRINDERE PRIN SCÎNTEIE ELECTRICĂ ȘI MOTOARE DIESEL • ECHIPAMENTE PNEUMATICE ȘI HIDRAULICE • ANSAMBLE ȘI PIESE DE CUPLARE
Pentru mașinile de fabricație BALKANCAR se asigură piesele de schimb și serviciile necesare

Informații detaliate și oferte:
BALKANCAREXPORT, Bulgaria
Sofia, str. AKSAKOV, nr. 5, telefon 88—53—21, telex 386, telegrame:
BALKANCAREXPORT SOFIA

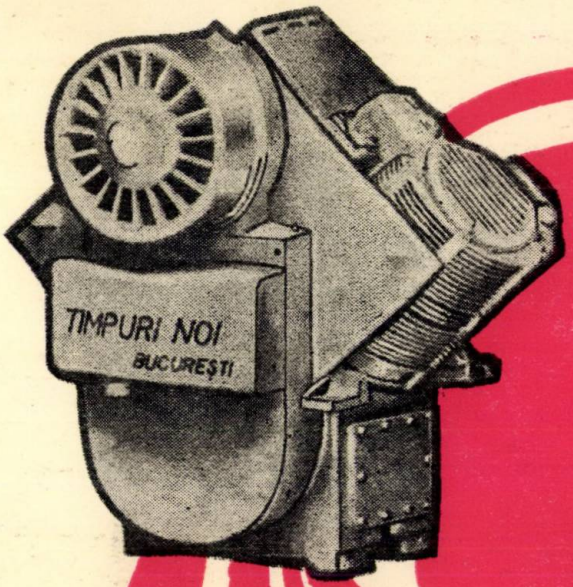
UZINA DE MOTOARE ȘI COMPRESOARE

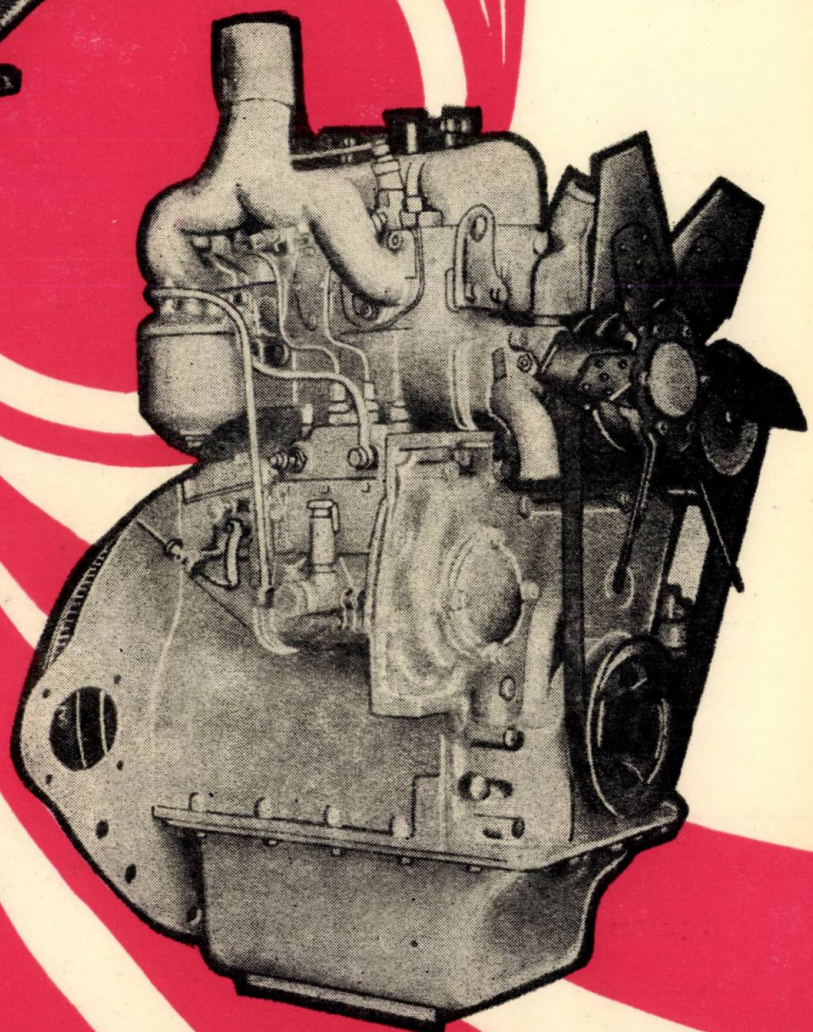
● TIMPURI NOI ●

BUCUREȘTI

EXECUTĂ ȘI LIVREAZĂ

IN ȚARĂ ȘI STRĂINĂTATE





Motoare Diesel cu puteri pînă la 100 CP pentru :

- Utilaje de construcții
- Utilaje pentru agricultură
- Pompe de uz general și speciale
- Generatoare de c.a. și c.c.
- Motocare și motoridicătoare
- Ambarcațiuni
- Utilaje pentru silvicultură

Compresoare de aer cu piston, cu debite pînă la 10 m³/min și presiuni 4 — 14 kgf/cm² pentru :

- Locomotive
- Instalații petroliere
- Excavatoare
- Automatizări
- Troleibuze
- Șantiere
- Garaje
- Vopsitorii

Pentru rezolvarea problemelor dv. privind antrenarea cu motoare Diesel industriale și utilizarea compresoarelor de aer cu piston

CONSULTAȚI SPECIALIȘTII UZINEI „TIMPURI NOI“

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

DIN BUCUREŞTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

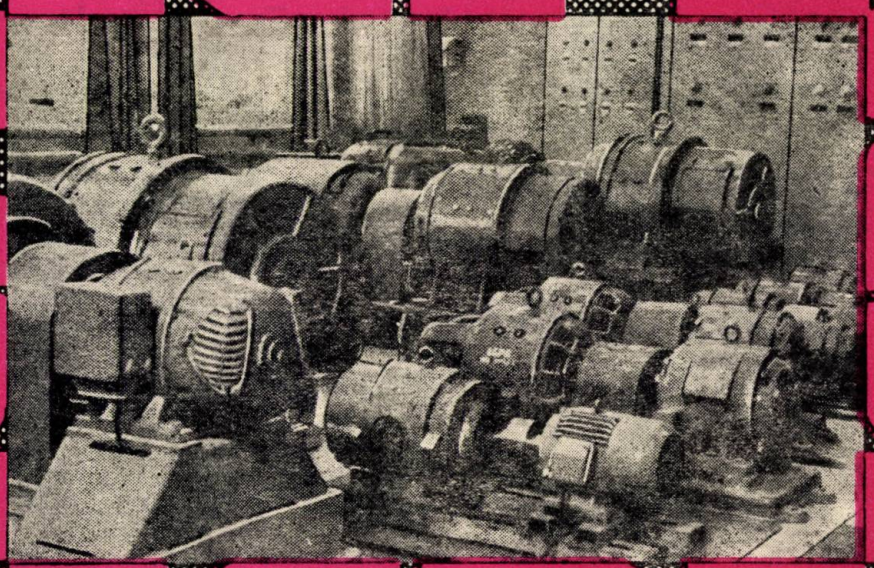
Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique

1969 MAR 27

ICPE



ICPE

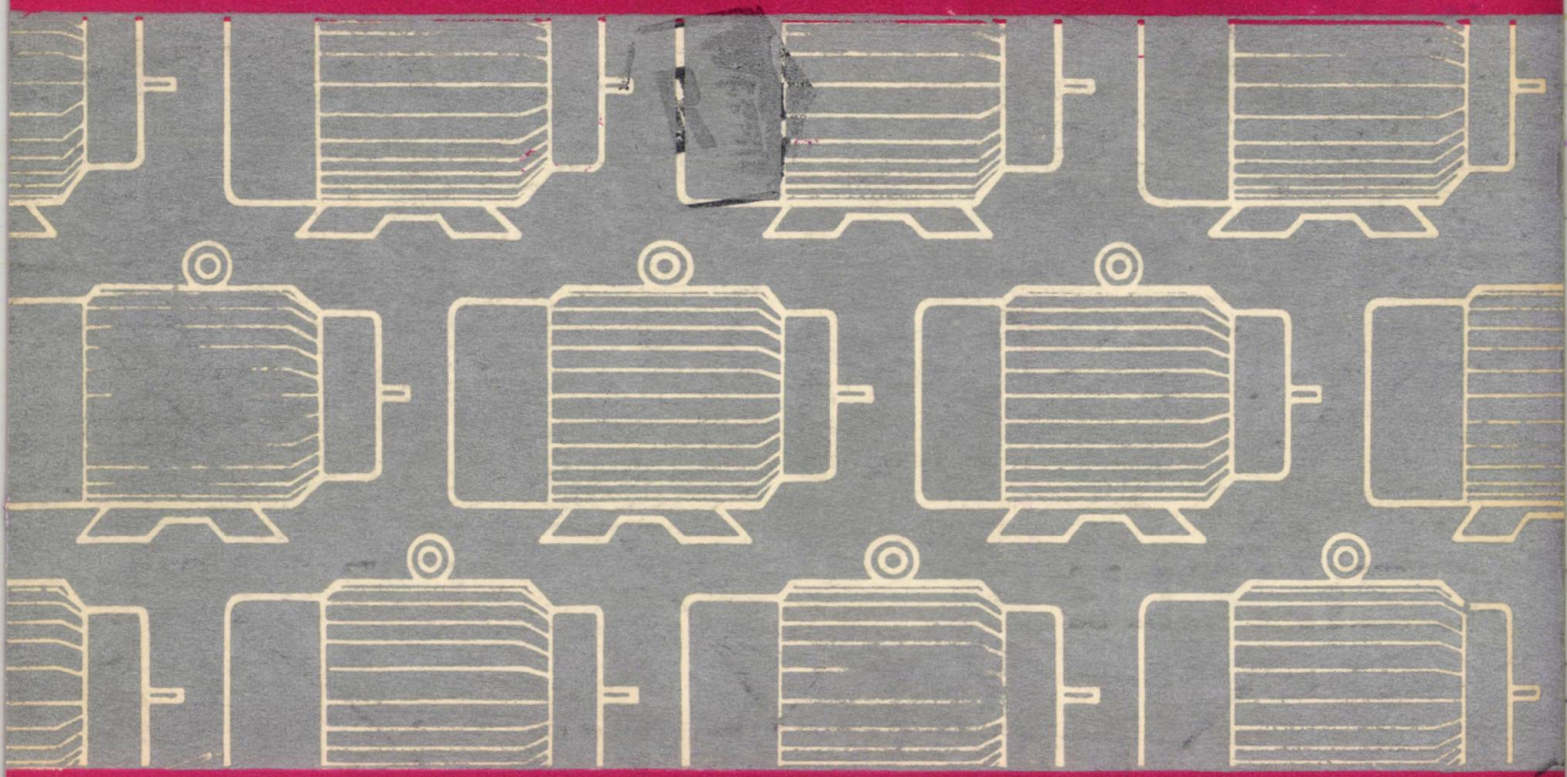
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

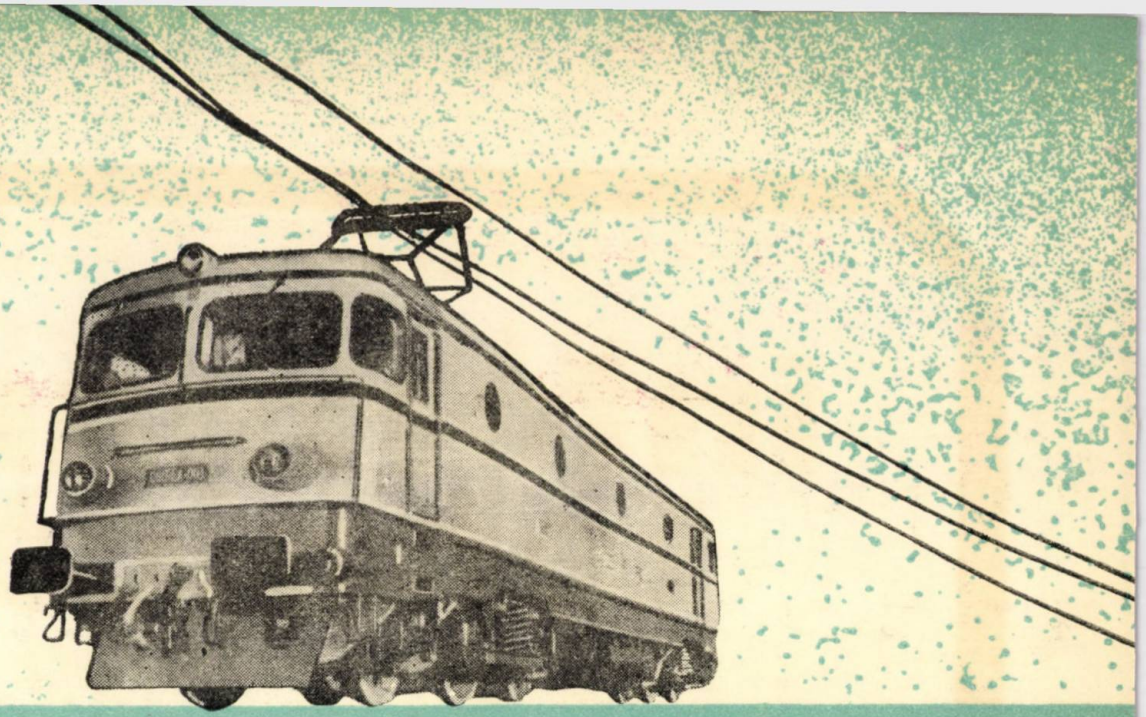
ELECTROTEHNICA

REFERĂLVA



ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 16 • Nr. 10 • OCTOMBRIE 1968

10



UZINELE CRAIOVA

ELECTROPUTERE

Uzinele Electroputere Craiova execută la comandă produse care satisfac cele mai pretenţioase condiţii impuse de exploatare, avînd performanţe la nivelul celor mai moderne echipamente electrice pe plan mondial.

Pentru amănunte, cereţi uzinei cataloagele în care se pot găsi indicaţii pentru caracteristici tehnice, preţul şi condiţii de livrare.

E 2040

OFICIUL DE DOCUMENTARE ŞI PUBLICAŢII TEHNICE
AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

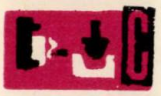
editează materiale de

informare tehnică

pentru muncitori şi maiştri

turnători modelori

forjori matriţeri



strungari frezori

lăcătuşi ajustori sculari

tratamente termice

electricieni de montaj construcţii de maşini

sudori

rectificatori

INOVAŢII construcţii de maşini

INOVAŢII electrotehnică

Cuprind următoarele capitole:

a „Prelucrări din literatura străină" (extrase, prezentări de tehnologii, metode şi utilaje noi)

b „Recomandări din ultimele publicaţii" (semnalări şi rezumate din publicaţiile în limba română)

c „Scurte informaţii" (din literatura străină)

d „Metode avansate de muncă, din experienţa muncitorilor şi maiştrilor" din întreprinderile M.I.C.M.

e „Conferinţe" (sinteză a datelor caracteristice şi a nivelului atins pe plan mondial pentru teme de mare actualitate)

f „Răspundem cititorilor" la întrebările cu caracter tehnic puse de aceştia

INOVAŢIILE valoroase sînt editate separat, în două broşuri pe domenii largi

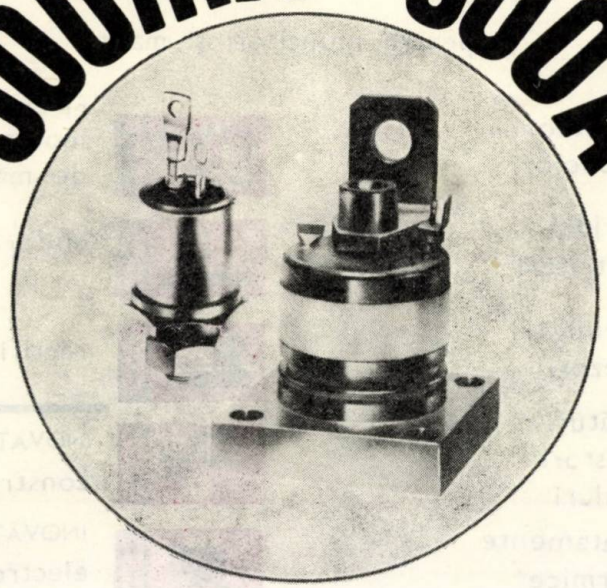
Aceste publicaţii sînt singurele care se ocupă, la noi în ţară, de popularizarea pentru muncitori şi maiştri a noutăţilor şi a progresului tehnic înregistrat în domeniul acestor meserii.

Abonamentele se pot face prin O.D.P.T. din M.I.C.M. str. Orlando, nr. 2, sectorul 1 Bucureşti.

WESTINGHOUSE

TIRISTOARE

500mA – 500A



Plaja de tiristoare Westinghouse de producție britanică este cea mai largă astăzi disponibilă. Pentru aplicarea la convertizoare se pot alege peste 20 de valori de curent într-o gamă largă de tensiuni pînă la 2 kV.

Se oferă tiristoare cu întrerupere rapidă pentru folosirea în inversoare și în circuite similare. Plaja de curenți disponibilă este similară cu aceea a seriilor de convertizoare cu caracteristici de întrerupere în următoarele game:

Durata de comutație, 12—30 μs
dv/dt 20—200 V cap/μs
di/dt pînă la 150 A/μs.

Toate tiristoarele Westinghouse sînt:

- Construite din contacte de presiune neuzabile de înaltă stabilitate și fiabilitate.
- Închise în capsule de ceramică pe postament de cupru cu secțiune mare pentru rezistență mecanică ridicată.
- Încercate 100 % la toți parametrii înainte de expediere.

Sînt disponibile, de asemenea, într-o plajă largă diode de siliciu de fabricație britanică cu curenți de la 500 mA pînă la 830 A și tensiuni pînă la 3 kV.

PENTRU INFORMAȚII COMPLETE SCRIEȚI-NE PE ADRESA:

EXPORT DEPARTAMENT, SEMICONDUCTION DIVISION

WESTINGHOUSE

WESTINGHOUSE BRAKE
AND SIGNAL COMPANY LIMITED

82 YORK MAY, LONDON, N. 1, ENGLAND
TELEPHONE: 01—837—6432

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR

ELECTROTEHNICA

Anul 16 Nr. 10, p. 361—400 octombrie 1968

CUPRINS

CZ 621.312 : 621.31/36.022—76

Lăzăroiu, D. F. : **Aplicarea teoriei siguranței în funcționare la echipamentele electrotehnice de curenți tari.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 361—368

Se prezintă definițiile și relațiile de calcul ale parametrilor care definesc siguranța în funcționare a produselor electrotehnice de curenți tari. Se analizează factorii care influențează siguranța în funcționare și se prezintă valori numerice ale parametrului λ, pentru diferite tipuri de produse electrotehnice.

CZ 621.313.32.013.8.001.3.

Zickman, M. : **Sisteme moderne de excitație a generatoarelor sincrone.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 368—377

Se prezintă diverse sisteme de excitație a generatoarelor sincrone, atît cu mașini rotative, cît și statice, precum și diverse instalații de reglare a tensiunii realizate în ultimii ani. Pe baza schemelor electrice se arată funcționarea și se analizează critic avantajele și dezavantajele respective.

CZ 621.382.2.017.7.

Silard, A. : **Metodă de analiză a proceselor termice nestaționare în tiristoare.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 378—383

În lucrare se prezintă o metodă de analiză a proceselor termice nestaționare în tiristoare. De asemenea, un calcul al regimului termic al unui redresor trifazat de putere.

CZ 621.315.6.002.4 : 025.4. CEI

Popescu Christiana și *Lefter Cecilia* : **Problemele clasificării materialelor electroizolante și stadiul ei actual pe plan internațional.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 383—388

Se arată stadiul problemei pe plan internațional și cele două soluții propuse în cadrul CEI : clasificarea după „Enciclopedia materialelor electroizolante" (propunerea elvețiană) și clasificarea bazată pe încercări pentru determinarea de indici termici și de performanță (propunerea suedeză). Se atrage atenția asupra importanței pentru țara noastră a cunoașterii clasificărilor admise internațional, a interpretării datelor conținute în acestea și asupra necesității executării de încercări de materiale și sisteme de izolații în țara noastră.

PENTRU TINĂRUL INGINER

CZ 621.317.727.001.57 : 621.316.991

Goia, L. și *Stănescu, M.* : **Baie electrolitică pentru studiu pe model al prizelor de pămînt.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 389—395

Articolul prezintă premisele teoretice și unele rezultate practice obținute la studiul cîmpului electric al prizelor de pămînt, prin metoda similitudinii. În acest scop s-a utilizat o cuvă electrolitică tridimensională construită de I.R.M.E.

RECENZII 395—397
REFERATE 397—400

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.312:621.31/36.022–76

Лэзэроиу, Д. Ф.: **Применение теории безопасности работы на электрооборудовании сильных токов.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, окт. 1968. стр. 361–368

Представлены определения и расчетные соотношения для параметров, которые определяют надежность электротехнических изделий для сильных токов.

Анализируются факторы, которые влияют на надежность и представлены численные значения λ, для различных типов электротехнических изделий.

ДК 621.313.32.013.8.001.3

Зикман, М.: **Современые системы возбуждения синхронных генераторов.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, окт. 1968, стр 368–377

Описываются различные системы возбуждения синхронных генераторов, как вращательными машинами, так и статическими, а также различные установки для регулирования напряжения, осуществленные в последние годы. На основе электрических схем показан способ работы и проводится критический анализ преимуществ и недостатков.

ДК 621.382.2.017.7

Силард, А. **Метод анализа термических неустановившихся процессов в тиристорах**

Electrotehnica **16**, nr. 10, окт. 1968. стр. 378–383

В работе приведен метод анализа термических неустановившихся процессов в тиристорах, а также расчет термического режима трехфазного выпрямителя мощности.

ДК 621.315.6.002.4:025.4 CEI

Попеску Кристиана и Лефтер Чечилиа: **Проблемы классификации електроизоляционных материалов и её актуальная стадия в международном масштабе.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, окт. 1968. стр. 383–388

Описывается стадия данной проблемы в международном масштабе и два решения, предложенные в рамках CEI: классификация по ,,Энциклопедии электроизоляционных материалов (предложение Швейцарии) и классификация на основе испытаний для определения тепловых показателей (предложение Швеции). Подчеркивается значение для Румынии ознакомления с международными классификациями, толкования содержащихся в них данных и необходимость проведения испытаний материалов и систем изолляции.

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА

ДК 621:317.727.001.57:721.316.991

Гоиа, Л. и *Стэнеску, М.:* **Електрическая ванна для изучния на модели заземлителей.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, окт. 1968, стр. 389–395

Статья содержит теоретические предпосылки и некоторые практические результаты, полученные при изучении электрического поля заземлителей, по методу подобия. Для этой цели была использована пространственная электролитическая ванна, сконструированная ИРМЕ.

РЕЦЕНЗИЙ 395–397

ДОКЛАДЫ 397–400

INHALTSVERZEICHNIS

CZ 612.312 : 621.31/36.022 – 76

Lăzăroiu, D. F. : **Die Anwendung der Theorie der Betriebssicherheit bei den elektrotechnischen Starkstromansrüstungen.**

Electrotehnica **16**, H. 10, Okt. 1968, S. 361 – 368

Es werden die Begriffsbestimmungen und die Rechenbeziehungen der Parameter die die Betriebszuverlässigkeit der elektrotechnischen Starkstrom-Erzeugnisse bestimmen, dargestellt. Es werden die Faktoren die die Betriebszuverlässigkeit beeinflussen analysiert und Zahlenwerte für den Parameter λ von verschiedenen elektrotechnischen Erzeugnisarten angegeben.

CZ 621.313.320.013.8.001.3

Zickman, M. : **Moderne Erregersysteme der Synchrongeneratoren.**

Electrotehnica **16**, H. 10, Okt. 1968, S. 368 – 377

Dargestellt werden verschiedene Erregersysteme der Synchrongeneratoren, der Dreh- und der statischen Maschinen sowie die verschiedenen, in den letzten Jahren erzeugten Regelungsanlagen für die Spannung. Mit Hilfe der elektrischen Schemen wird deren Funktionierung erklärt und zum Schluss die entsprechenden Vor – und Nachteile kritisch besprochen.

CZ 621.382.2.017.7

Silard, A. : **Untersuchungsmethode der thermischen, nichtstationären Vorgänge in Thyristoren.**

Electrotehnica **16**, H. 10, Okt. 1968, S. 378 – 383

Die Arbeit bringt eine Untersuchungsmethode der thermischen, nichtstationären Vorgänge in den Thyristoren sowie eine Berechnung des thermischen Zustandes eines Dreiphasen – Leistungsgleichrichters.

CZ 621.315.6.002.4 : 025.4 CEI

Popescu Christiana und *Lefter Cecilia* : **Die Probleme der Klassifizierung elektrischer Isolierstoffe und deren internationales Stadium.**

Electrotehnica **16**, H. 10, Okt. 1968, S. 383 – 388

Man zeigt das Stadium des Problems auf internationaler Ebene sowie die zwei im Rahmen des CEI vorgeschlagenen Lösungen : die Klassifizierung nach der „Enzyklopädie der elektroisolierenden Materialien" (Schweizerischer Vorschlag) und die Klassifizierung, die sich auf Versuche zur Feststellung von thermischen und Höchstleistungs-Kennziffern (Schwedischer Vorschlag) gründet. Hingewiesen wird auf die Bedeutung, die in unserem Land dem Kennen der international angenommenen Klassifizierungen, dem Deuten der darin enthaltenen Angaben und der Notwendigkeit der Durschführung von Prüfungen von Materialien und Isoliersystemen zuerkannt wird.

FÜR DEN JUNGEN INGENIEUR

CZ 621.317.727.001.57 : 621.316.991

Goia, L. und *Stănescu, M.* : **Elektrolytisches Bad zum Modellstudium der Erdanschlüsse.**

Electrotehnica **16**, H. 10, Okt. 1968, S. 389 – 395

Der Aufsatz gibt die theoretischen Vorbedingungen an sowie gewisse praktische Resultate, welche durch die Aenlichkeitsmethode beim Studium des elektrischen Feldes von Erdungssteckdosen erreicht wurden. Zu dem Zweck verwendete man ein vom I.R.M.E. hergestelltes drei dimensionales elektrolytisches Bad.

BUCHBESPRECHUNGEN 395 – 397
REFERATE 397 – 400

SOMMAIRE

CD 621.312 : 621.31/36.022 – 76

Lăzăroiu, D. F. : **L'application de la théorie de la sécurité de fonctionnement aux équipements électrotechniques de courants forts.**

Electrotehnica **16**, no. 10, oct 1968, p. 361 – 368

On présente les définitions et les relations pour le calcul des paramètres concernant la fiabilité des produits électrotechniques pour courants forts. Après une analyse des facteurs influençant la fiabilité, on présente des valeurs numériques du paramètre λ , pour différents types de produits électrotechniques.

CD 621.313.32.013.8.001.3

Zickman, M. : **Systèmes modernes d'excitation des générateurs synchrones.**

Electrotehnica **16**, no. 10, oct 1968, p. 368 – 377

On présente divers systèmes d'excitation des générateurs synchrones, à machines rotatives ainsi qu'à machines statiques, et diverses installations pour le réglage de la tension, réalisées au cours des dernières années.

Basé sur les schémas électriques, on spécifie le mode de fonctionnement de ces installations et on analyse d'une manière critique les avantages et les désavantages respectifs.

CD 621. 382.2.017. 7

Silard, A. : **Méthode d'analyse des processus thermiques non-stationnaires dans les thyristors.**

Electrotehnica **16**, no. 10, oct 1968, p. 378 – 383

Dans cet ouvrage on présente une méthode d'analyse des processus thermiques non stationnaires dans les thyristors. On présente, de mème, un calcul du régime thermique d'un redreseur triphasé de puissance.

CD 621.315.6.002.4 : 025.4 CEI

Popescu Christiana et Lefter Cecila : **Les problèmes de la classification des matériaux électroisolants et leur stade actuel sur le plan international.**

Electrotehnica **16**, no. 10, oct 1968, p. 383 – 388

On montre le stade actuel du problème sur le plan international ainsi que les solutions proposées dans le cadre du C.E.I. : la classification selon ''l'Encyclopédie des matériaux électroisolants'' (proposition suisse) et la classification basée sur les résultats des essais en vue de déterminer les indicateurs thermiques et de performance (proposition suédoise). On attire l'attention sur l'importance, pour notre pays, de connaître les classifications admises sur le plan international, l'interprétation des données comprises dans ces classifications ainsi que sur la nécessité de soumettre aux essais les matériaux et les systèmes d'isolation dans notre pays.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.317.727.001.57 :621 316.991

Goia, L. et *Stănescu, M.* : **Bain électrolytique pour l'étude sur modèle des prises au sol.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 389 – 395

L'article présente les prémisses théoriques et quelques résultats pratiques obtenus lors de l'étude du champ électrique des prises au sol, en utilisant la méthode de la similitude. On a employé à cet effet une cuve électrolytique tridimensionnelle, construite par l'I.R.M.E.

COMPTES-RENDUS 395 – 397

RÉFÉRATS 397 – 400

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 10 București, octombrie 1968

Aplicarea teoriei siguranței în funcționare la echipamentele electrotehnice de curenți tari

Dumitru F. Lăzăroiu* — București

CZ 621.312 :[621.31/36.022-76

Studiul siguranței în funcționare (sau fiabilității) pentru elementele și echipamentele tehnice constituie una dintre preocupările inginerești fundamentale. Deși apărută mai de mult, această problemă a fost tratată nesistematic și mai mult empiric. Abordarea științifică a predeterminării și asigurării tehnico-economice a siguranței în funcționare a obținut progrese deosebite în ultimii aproximativ 15—20 de ani, în special în domeniul electronicii, unde continuitatea și fiabilitatea în serviciu, mai cu seamă în telecomunicații, s-a pus cu deosebită acuitate. Concomitent însă, sistemele și elementele de instalații electrotehnice au generat preocupări tot atît de acute, ca urmare a rolului crescînd al acestora în automatizări și în general în producerea, distribuția și utilizarea energiei electrice, unde întreruperi în funcționare, fie și de scurtă durată, produc uneori pagube, a căror valoare depășește de cîteva ori costul elementului care a ieșit din funcțiune [1].

Teoria și practica siguranței în funcționare a elementelor și schemelor electronice, bazate pe calculul probabilităților, pe teoria statistică și pe alte metode matematice, au ușurat dezvoltarea și introducerea acestor preocupări în domeniul echipamentelor electrotehnice de curenți tari, în special în ultimii ani, în țări industriale ca U.R.S.S., S.U.A., Anglia, Franța etc. În țara noastră cercetarea științifică a siguranței în funcționare este abia la început, dar trebuie spus că nici pe plan internațional nu s-a ajuns încă la adoptarea de standarde sau metodologii oficiale, care să rezolve, fie și ca recomandare, acest aspect.

În acest articol se propune deschiderea unei discuții, utilizînd un aparat matematic minimal, privind abordarea problemei siguranței în funcționare (fiabilității) pentru produsele electrotehnice de curenți tari, subliniind domeniile în care trebuie să se îndrepte atenția cercetării științifice.

Siguranța în funcționare a unui produs industrial se poate defini drept capacitatea acestuia de a îndeplini toate funcțiile pentru care produsul a fost conceput, în conformitate cu cerințele tehnice impuse prin norme, în decursul unei perioade de timp determinate și în condiții de exploatare date.

Definiția dată prezintă cîteva aspecte, care se vor analiza pe scurt. În primul rînd este necesar ca siguranța în funcționare să fie determinată cantitativ, cum și predeterminată pe cale de proiectare, de concepție [2]. Asupra acestui aspect se va reveni mai jos.

În al doilea rînd, definiția este legată de noțiunea de funcționare corectă, în legătură cu care stau noțiunile de defect și cădere. Defectul este modificarea stării normale a unui produs, care nu influențează îndeplinirea funcțiilor de bază ale acestuia (de exemplu diminuarea rezistenței de izolație, în anumite limite).

Căderea este defectul care are drept urmare împiedicarea funcțiilor de bază ale produsului (de exemplu străpungerea izolației). Căderile pot fi parțiale sau totale, treptate sau bruște și echivalează cu un refuz de funcționare. Defectele și unele căderi sînt reparabile, unele căderi sînt nereparabile sau necesită o reparare în afara sistemului funcțional.

În al treilea rînd se pune problema definirii mărimii perioadei de funcționare, care trebuie considerată nu numai ca o cerință a utilizatorului concret, ci și în conexiune cu condițiile de exploatare și cu cerințele economiei. Condițiile tehnice caracterizează nu numai funcțiile produsului, ci și condițiile de funcționare, iar împreună determină durata de funcționare fără refuz, durata de viață etc.

* Conf ing. *D. F. Lăzăroiu* este directorul Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică — București.

În al patrulea rînd, se cere o precizare detaliată a condițiilor de exploatare, înțelegîndu-se prin aceasta :

— limitele și natura solicitărilor la care este supus produsul în funcționare (solicitări climatice, electromagnetice, termice, mecanice, biologice) ;

— corespondența acestor solicitări cu parametrii funcționali specifici produsului, prevăzuți în condițiile tehnice ale acestuia ; deoarece durata de viață este funcție de sarcină și mediul ambiant, este necesar ca rezistența produsului să fie superioară sarcinii electromecanice și solicitărilor bioclimatice ;

— posibilitatea înlăturării rapide a defectelor și căderilor (disponibilitatea produsului), prin accesibilitatea ușoară la locul defectului și prin reparabilitate (depanare) cît mai rapidă, ceea ce este condiționat atît de concepție, cît și de nivelul organizatoric al exploatării ;

— asigurarea unor condiții de transport optime, pentru conservarea parametrilor rezultați la fabricație ;

— posibilitatea unei întreținери corespunzătoare ;

— posibilitatea de manipulare și conducere ușoară, cu eforturi psiho-fizice cît mai reduse ;

— asigurarea condițiilor de igiena muncii și a tehnicii securității, în special cînd este vorba de vieți omenești ;

— corectitudinea instalării, manipulării și întreținerii, în conformitate cu prescripțiile producătorului ;

— calitatea serviciului (factorii antropotehnici).

În sfîrșit, atît concepția produsului, cît și perioada de funcționare trebuie justificate economic, urmînd ca asupra acestui aspect să se revină.

Examinînd statistic comportarea în funcționare a unui lot de n elemente (produse) electrotehnice, se introduc unele mărimi din teoria siguranței în funcționare.

Frecvența căderilor (defecțiunilor) în unitatea de timp (o oră), corespunzătoare momentului i, se determină cu relația [3] :

$$r = \frac{n_i}{n \cdot \Delta t_i}, \tag{1}$$

unde n_i este numărul de elemente (produse) care cad (se defectează) în intervalul de timp limitat de momentele t_{i-1} și t_i, n — numărul total de elemente (produse) supuse cercetării, Δt_i — intervalele de timp egale, după care se înregistrează căderile (defecțiunile).

Sau, întrucît frecvența căderilor (defecțiunilor) r este o funcție de timp, se poate scrie :

$$r = f(t) = \frac{f}{T}, \tag{2}$$

unde frecvența absolută $f = n_i$ este numărul de căderi (defecțiuni) înregistrate în intervalul de timp t_i care urmează momentului i, iar $T = n \cdot \Delta t_i$ este numărul total de ore de încercare a elementelor (produselor).

Curba tipică a frecvenței căderilor (defecțiunilor) în funcție de timp rezultă statistic conform figurii 1. La început frecvența căderilor

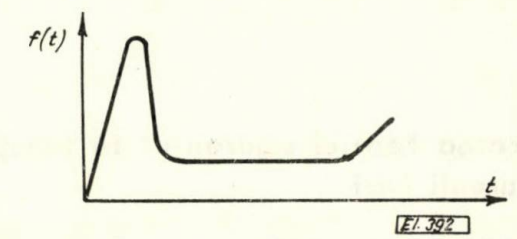


Fig. 1. Curba tipică a frecvenței căderilor (defecțiunilor).

este mai mare, ca urmare a punerii în evidență a viciilor ascunse ce nu au fost depistate de controlul tehnic. Frecvența crește din nou, după o anumită durată, ca urmare a uzurilor electromecanice și a îmbătrînirii unor materiale.

Din punct de vedere matematic (și deci cantitativ), siguranța în funcționare poate fi exprimată ca *probabilitatea funcționării fără căderi* (*fără defecțiuni*) $P(t)$ a unui element în intervalul de timp t, ceea ce rezultă din însumarea frecvențelor căderii (defecțiunii) corespunzătoare intervalelor de timp limitate de momentele $t_i > t$, adică :

$$P(t) = \int_t^\infty f(t) \cdot \mathrm{d}t, \tag{3}$$

sau

$$P(t) = 1 - \int_0^t f(t) \cdot \mathrm{d}t, \tag{4}$$

avînd întotdeauna $0 < P(t) < 1$.

Așadar, probabilitatea $P(t)$ depinde de mărimea intervalului de timp (t), cunoscîndu-se funcția de frecvență $f(t)$. Din punct de vedere industrial, la nivelul tehnicii actuale, se constată statistic că evenimentul pentru care $P(t) < 0{,}05$, este practic imposibil în condiții normale, $P(t) < 0{,}001$ se produce excepțional și $P(t) < 0{,}0001$ scapă observației [3].

Durata medie de funcționare t_m se definește ca :

$$t_m = \frac{\sum n_i \cdot t_i}{n} = \int_0^\infty t \cdot \mathrm{f}(t) \cdot \mathrm{d}t \tag{5}$$

Intensitatea căderilor (*defecțiunilor*) $\lambda(t)$, corespunzătoare intervalului de timp t, este raportul dintre numărul elementelor n_i care cad (se defectează) după momentul t, în intervalul

unitar de timp $\Delta t = 1$ și numărul elementelor $n(t)$ în stare de funcționare în momentul t:

$$\lambda(t) = \frac{n}{n(t)} = \frac{n \cdot f(t)}{n \cdot P(t)} = \frac{f(t)}{P(t)}, \quad (6)$$

cu $f(t)$, conform (2) și $P(t)$, conform (3) sau (4).

Pentru intervale de timp egale $\Delta t = \Delta t_i$, așa cum se procedează în practică, și introducînd în (4) pe $f(t)$, conform (1), se obține:

$$P(t) = \frac{n \cdot \Delta t - \sum_{s=1}^{i} n_s \cdot \Delta t}{n \cdot t} \quad (7)$$

și

$$\lambda(t) = \frac{n_i}{\left(n - \sum_{s=1}^{i-1} n_s\right) \Delta t}, \quad (8)$$

unde $\Delta t = 1$.

Există deci trei posibilități:

— se cunoaște $f(t)$; din (3) rezultă $P(t)$, din (6) rezultă $\lambda(t)$;

— se cunoaște $P(t)$; se determină $f(t)$ prin derivarea relației (3), adică:

$$\frac{dP}{dt} = -f(t) \quad (9)$$

și din (6) rezultă $\lambda(t)$;

— se cunoaște $\lambda(t)$; din relațiile (9) și (6) rezultă:

$$P(t) = e^{-\int_0^t \lambda(t)dt} \quad (10)$$

și din (9) rezultă $f(t)$.

Siguranța în funcționare se exprimă prin cei patru parametri, definiți conform (2), (3), (5), (6), la care se adaugă durata de viață, dar de cele mai multe ori se utilizează numai $\lambda(t)$ și $P(t)$, sau numai $\lambda(t)$. În alte cazuri, interesează de asemenea disponibilitatea, reparabilitatea, durata de funcționare între două refuzuri, frecvența și volumul lucrărilor de reparații și revizii etc.

Cazul distribuției căderilor (defecțiunilor) după legea exponențială. Dacă funcția $\lambda(t) = \lambda = \text{const.}$, adică este independentă de timpul de funcționare t, se poate demonstra că:

$$f(t) = \lambda \cdot e^{-\lambda \cdot t}. \quad (11)$$

În acest caz, relația (5) devine:

$$t_m = \frac{1}{\lambda}. \quad (12)$$

Introducînd (11) în (3) și ținînd seamă de (12), rezultă:

$$P(t) = e^{-\frac{t}{t_m}}, \quad (13)$$

expresie care leagă probabilitatea $P(t)$ de durata medie t_m, conform figurii 2.

În realitate, curba tipică a căderilor (defecțiunilor) se prezintă ca în figura 3, în care perioada $0 - t_1$ corespunde rodajului (respectiv termenului comercial de garanție, cînd pot apare deficiențe nedepistate de C.T.C.), perioada $t_1 - t_2$ corespunde funcționării normale, pe-

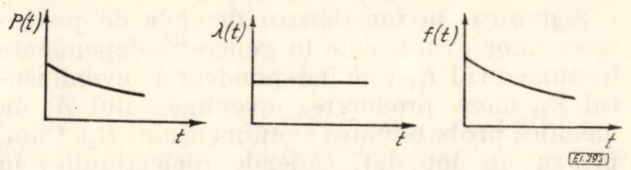


Fig. 2. Reprezentarea grafică a funcțiilor $P(t)$, $\lambda(t)$ și $f(t)$ în cazul distribuției căderilor (defecțiunilor) după legea exponențială,

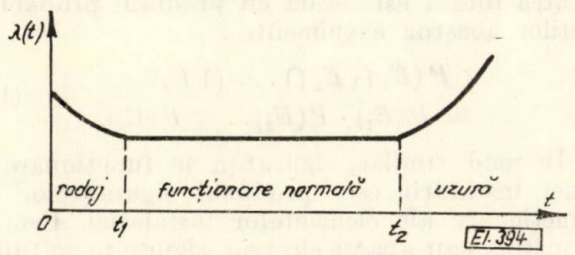


Fig. 3. Curba tipică a intensității căderilor (defecțiunilor).

rioada $> t_2$ corespunde uzurii (pînă la ieșirea din funcțiune completă). Deci legea exponențială a căderilor (defecțiunilor) $f(t)$, adică $\lambda = \text{const.}$ este valabilă numai în cazul funcționării normale (perioada $t_1 - t_2$, care trebuie să fie cît mai îndelungată) și nu în cazul rodajului sau uzurii [4].

Conform figurii 3, ținînd seamă de cele trei zone (intervale), relația (3) devine:

$$P(t) = e^{-\int_0^{t_1} \lambda(t)dt} \cdot e^{-\lambda(t_2 - t_1)} \cdot e^{-\int_{t_2}^{t} \lambda(t)dt}. \quad (14)$$

Siguranța în funcționare se poate caracteriza matematic după *legea de distribuție a duratei de funcționare* [3].

În mod normal aceasta este legea normală trunchiată, obținută din legea normală Gauss-Laplace, prin limitarea intervalului de variație a variabilei t ($0 \leqslant t \leqslant \alpha$), în care caz:

$$f(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi F\left(\frac{t_0}{\sigma}\right)}} \cdot e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}}, \quad (15)$$

unde t_0 și σ sînt parametrii distribuției.

În cazul distribuției Weibull, funcția de frecvență a căderilor este de forma:

$$f(t) = \frac{m}{t_0} t^{m-1} \cdot e^{-\frac{t^m}{t}}, \quad (16)$$

unde m și t_0 sînt parametrii distribuției.

Sînt de asemenea cunoscute expresiile funcției $f(t)$ și pentru alte tipuri de distribuții : Γ, X^2 etc. În cazurile în care ne interesează stabilirea numărului mediu de defecte care apar într-un lot, sau proporția produselor care prezintă căderi (defecțiuni) limitate la o valoare dată, se studiază distribuția binomială (sau a proporțiilor), cum și cazul său limită — distribuția Poisson (a evenimentelor rare).

Siguranța în funcționare depinde de producerea unor evenimente în general independente (evenimentul E_1 este independent de evenimentul E_2, dacă producerea evenimentului E_2 nu modifică probabilitatea evenimentului E_1). Cum, pentru un lot dat, căderile (defecțiunile) în perioada t au loc pentru evenimente independente în ansamblu produse simultan (simultaneitatea fiind relativă la perioada t), probabilitatea totală este egală cu produsul probabilităților acestor evenimente :

$$P(E_1 \cap E_2 \cap \ldots \cap E_n) = \\ = P(E_1) \cdot P(E_2) \ldots . P(E_n). \tag{17}$$

În mod similar, siguranța în funcționare a unei instalații este produsul siguranțelor în funcționare ale elementelor instalației. Pentru o mașină sau aparat electric, siguranța în funcționare a acestora este egală cu produsul siguranțelor în funcționare ale fiecăruia din elementele lor componente :

$$P(t) = P_1(t) \cdot P_2(t) \ldots P_n(t). \tag{18}$$

De aici necesitatea de a realiza mașini și aparate electrice, alcătuite dintr-un număr pe cît posibil redus de elemente și ale căror părți componente să prezinte aceeași siguranță în funcționare, de valoare ridicată. Defectele și refuzurile apar mai frecvent la acele elemente a căror siguranță în funcționare este mai redusă. În caz limită, dacă $P_k(t) = 0$, siguranța în funcționare globală $P(t) = 0$ și în general elementul cel mai slab determină nivelul general al siguranței în funcționare.

Produsele electrotehnice, a căror funcționare este caracterizată prin relațiile (17) și (18) se numesc *produse simple cu funcție unică*. Intensitatea căderii produsului este egală cu suma intensității căderii elementelor componente :

$$\lambda(t) = \lambda_1(t) + \lambda_2(t) + \ldots + \lambda_n(t), \tag{19}$$

iar durata medie de funcționare a produsului este :

$$t_m = \frac{1}{\lambda(t)} = \frac{1}{\lambda_1(t) + \lambda_2(t) + \ldots + \lambda_n(t)}. \tag{20}$$

Pentru asigurarea funcționării unei instalații de automatizare sau a unei scheme electrotehnice, în general, se poate recurge la *produse complexe cu funcție unică*, caracterizate prin aceea că elementele componente cu posibilitate de cădere sînt dublate (*metoda rezervării sau redondanței*) ; căderea elementului inițial este anihilată prin efectul intrării în funcțiune concomitentă a rezervei, ca și cînd am avea un alt produs cu funcționare în paralel (problema se reduce deci la cazul unui produs simplu cu funcție unică). Dacă $P_1(t)$ este siguranța în funcționare a unui element din cele n elemente care lucrează în paralel, atunci probabilitatea ca în intervalul de timp t să funcționeze cel puțin unul din cele n elemente este :

$$P_n(t) = 1 - [1 - P_1(t)]^2. \tag{21}$$

Probabilitatea $P_n(t)$ este cu atît mai mare cu cît n este mai mare, iar funcționarea în paralel a elementelor poate fi permanentă (rezervare permanentă), sau acestea pot intra pe rînd, automat, în funcțiune, pe măsura căderii unuia din aceste elemente (rezervare succesivă). În caz că λ = const., durata medie de funcționare a produsului cu rezervare $t_{m(n)}$ este :

$$t_{m(n)} = \frac{n}{\lambda} = n \cdot t_m, \tag{22}$$

unde t_m este durata medie de funcționare a unui element.

Dacă în timpul exploatării se produc căderi, după a căror descoperire și înlăturare procesul exploatării produsului se continuă, produsul se numește cu *funcție repetată*. În acest caz avem un circuit de cădere și un circuit de restabiliri. Durata medie de funcționare fără cădere a produsului t_m are expresia :

$$t_m = \frac{1}{\sum_{i=1}^{k} \frac{n}{t_{mi}}}, \tag{23}$$

unde t_{mi} este durata medie de funcționare fără cădere a celor n_i elemente din grupa i.

Timpul mediu de restabilire t_R este dat de relația :

$$t_R = t_m - \sum_{i=1}^{k} n_i \cdot \frac{t_{iR}}{t_m}, \tag{24}$$

unde t_{iR} este timpul mediu de restabilire a celor n_i elemente din grupa i.

În cazul *sistemelor*, gîndite ca schemă complexă, ca de exemplu în rețelele energetice [11], condițiile exploatării fără întreruperi (sau cu un maxim predeterminat de timp de întrerupere) în alimentarea cu energie electrică impun produselor electrotehnice o anumită siguranță în funcționare [$P(t)$ sau $\lambda(t)$]. În mod similar se procedează în schemele de automatizare, în acționări etc.

Disponibilitatea produsului este măsura în care produsul este capabil să funcționeze normal la un moment dat, adică probabilitatea $P_f(t)$

ca produsul să se găsească, la un moment dat, în stare de funcționare. Se poate scrie :

$$P_f(t) + P_R(t) = 1, \qquad (25)$$

unde $P_R(t)$ este probabilitatea ca produsul să se găsească în stare de restabilire la momentul t, cele două evenimente (stări) fiind contrare (complimentare).

Dacă atît circuitul de căderi, cît și circuitul de restabilire sînt circuite simple, se demonstrează că [3] :

$$P_f(t) = \frac{t_m}{t_m + t_R} + \frac{t_R}{t_m + t_R} \cdot e^{-\left(\frac{1}{t_m} + \frac{1}{t_R}\right) \cdot t}, \qquad (26)$$

sau :

$$P_f(t) = K_f + K_R \cdot e^{-(K_d+1)\frac{t}{t_R}}, \qquad (27)$$

unde :

— proporția timpului activ (de funcționare normală) :

$$K_f = \frac{t_m}{t_m + t_R};$$

— proporția timpului mort (de restabilire) :

$$K_R = \frac{t_R}{t_m + t_R};$$

— coeficientul de disponibilitate al produsului :

$$K_d = \frac{t_R}{t_m}.$$

În cazul rezervării (redondanței), disponibilitatea produsului crește puternic, fără a mai prezenta aici relația care determină probabilitatea de funcționare.

Factorii care influențează siguranța în funcționare. Explicînd mai sus noțiunea de siguranță în funcționare, au fost enumerați factorii generali care influențează probabilitatea de funcționare fără refuz a unui produs tehnic. Se poate vorbi de patru postulate care condiționează siguranța în funcționare [5] : postulatul pronosticului just al condițiilor de existență ; postulatul cunoașterii suficiente a fenomenelor fizice ; postulatul sintezei pentru circumstanțele cele mai nefavorabile ; postulatul realizării fără erori. Produselor electrotehnice le sînt specifici factori, care vor fi enumerați în cele ce urmează.

În primul rînd semnalăm că *izolația* este, de cele mai multe ori, elementul slab al echipamentelor electrotehnice, iar durata de viață a izolației, respectiv îmbătrînirea acesteia a constituit obiectul multor cercetări, în special în funcție de temperatură [6]. Încă din 1930, pentru materialele textile din clasa de izolație A, Montsinger a stabilit legea duratei de viață τ, exprimată în ani, funcție de temperatura t (în domeniul 90 —100°C) :

$$\tau = A' \cdot e^{-B' \cdot t}, \qquad (28)$$

unde A' și B' sînt constante de material. Variația acestei funcții se preferă a se prezenta sub forma : $\ln \tau = a' - b' \cdot t$. Dacă se notează raportul de variație al duratei de viață cu γ, atunci diferența de temperatură Δt, care determină această variație, are expresia :

$$\Delta t = -\frac{1}{b'} \cdot \ln \gamma. \qquad (29)$$

Montsinger a determinat astfel legea celor 8° ($\pm \Delta t = 8$°C), pentru o înjumătățire, respectiv dublare a duratei de viață corespunzătoare variației temperaturii de serviciu t. Pentru alte materiale, cum sînt izolanții sintetici, s-a găsit o altă lege :

$$\tau = A \cdot e^{-\frac{B}{T}}, \qquad (30)$$

în care parametrii A și B rezultă din cinetica reacțiilor chimice, T fiind temperatura în °K.

Măsurări comparative efectuate de Büssig au condus la determinarea unei relații mai generale și mai exacte, de forma :

$$\ln \tau = a + \frac{b}{T_0} - \frac{b}{T_0^2} t + \frac{B}{T_0^3} t^2 \pm \ldots, \qquad (31)$$

unde $T_0 = 273$°C.

Pentru diferiți izolanți și pentru domenii mari de temperatură sînt necesare experimentări îndelungate, durata de viață fiind formulată prin expresii matematice, care nu sînt simple. Dar, în afara efectelor temperaturii, trebuie să se aibă în vedere efectul cîmpului, în special la tensiuni medii și ridicate, unde descărcările parțiale în dielectrici produc efecte negative, ireversibile și uneori foarte rapide. Efectele umidității, ale factorilor chimici și biologici sînt de asemenea deosebit de importante. Izolanții trebuie de asemenea studiați din punctul de vedere al compatibilității reciproce, în cadrul schemelor de izolație în care sînt folosiți. Menționăm cercetările privind compatibilitatea hîrtiei cu uleiul în transformatoare, a emailului conductoarelor cu solvenții lacurilor de impregnare la mașini și aparate electrice etc.

În *concepția* produselor electrotehnice, o atenție deosebită trebuie acordată calității materialelor folosite, în raport cu solicitările acestora (electromagnetice, termice, mecanice, bioclimatice). În industria electrotehnică, pe lîngă materiale clasice, utilizate în general în industria constructoare de mașini, se pun probleme deosebite privind materialele specifice : conductoare, semiconductoare, izolante (conform celor de mai sus), magnetice. De acestea sînt strîns legate nivelul concepției tehnologiei

Tabela 1

Denumirea produsului	Intensitatea căderilor $\lambda\ 10^{-6}$ (oră$^{-1}$)			Durata de viață $L_0 \cdot 10^{6*}$)		
	maxim	mediu	minim	maxim	mediu	minim
Întreruptoare rapide (pentru un contact)	2,1	0,4	0,09	0,05(a)	0,00031	0,00005
Întreruptoare automate	0,949	0,137	0,045	0,05(a)	0,035	0,01
Contactoare (pentru o grupă de contacte)	0,56	0,25	0,1	0,1(a)	0,05	0,02
Comutatoare rapide	5,36	4,0	0,476	—	—	—
Comutatoare microminiaturizate (pentru o grupă de contacte)	0,5	0,25	0,09	—	—	—
Comutatoare rotative (pentru o grupă de contacte)	0,66	0,175	0,118	20(c)	0,04	0,01
Potențiometre bobinate	2,05	1,4	0,137	0,03(o)	0,02	0,002
Siguranțe fuzibile	2,75	0,5	0,001	—	—	—
Demaroare, reostate de pornire	16,1	10,1	3,03	—	—	—
Regulatoare de tensiune	13,16	8,82	0,37	—	—	—
Regulatoare pneumatice	6,21	2,4	0,77	—	0,04(o)	—
Relee de temporizare	0,749	0,39	0,156	0,25(c)	0,2	0,02
Relee miniaturizate (pe grupe de contacte)	0,25	0,06	0,03	0,5(c)	0,25	0,05
Relee termice (pe grupe de contacte)	1,0	0,4	0,12	0,25(c)	0,2	0,02
Termostate	0,487	0,3	0,02	0,5(c)	0,25	0,2
Acumulatoare	19,3	7,2	0,35	0,01(a)	0,008	0,002
Contoare electrice	5,77	0,036	0,005	—	1,0(c)	—
Ampermetre	—	0,29	—	—	1,0(m)	—
Manometre	7,8	4,0	0,135	—	—	—
Generatoare de curent alternativ	18,82	15,0	11,00	—	—	—
Generatoare de curent continuu	21,0	12,4	2,84	0,02(a)	0,006	0,002
Motoare asincrone	11,2	8,6	4,49	—	0,3(o)	—
Motoare de curent continuu	—	9,36	—	200(c)	100	0,4
Motoare sincrone	6,25	0,359	0,159	—	—	—
Motoare pas cu pas	0,71	0,37	0,22	—	—	—
Motoare hidraulice	7,15	4,3	1,45	—	0,01(o)	—
Pompe cu acționare electrică	27,4	8,7	2,25	—	—	—
Servomotoare	5,61	1,51	0,101	0,02(o)	0,008	0,001
Selsine	0,61	0,35	0,09	—	—	—
Motoare de curent continuu supraminiaturizate	—	—	—	—	0,003(o)	—
Transformatoare de forță	1,69	0,5	0,03	—	0,0122(o)	—
Transformatoare de forță de înaltă tensiune	1,88	0,94	0,407	—	—	—
Transformatoare din circuite de comandă	0,8	0,6	0,435	—	—	—
Transformatoare de joasă frecvență	0,04	0,02	0,01	—	0,0185(o)	—
Transformatoare de impuls	0,235	0,17	0,03	—	0,0185(o)	—
Izolatoare din porțelan	1,54	0,05	0,03	—	—	—
Izolații (în general)	0,72	0,5	0,011	—	—	—
Cabluri	2,2	0,475	0,002	—	—	—
Conductoare	0,436	0,019	0,003	—	—	—
Bobine de inducție	1,018	0,02	0,001	—	0,15(o)	—
Reductoare, transmisii dințate	0,36	0,2	0,11	—	—	—
Rulmenți	5,5	0,5	0,02	—	—	—
Rulmenți cu bile	—	—	—	0,016(o)	0,006	0,0005
Resoarte	0,221	0,105	0,004	—	—	—
Perii pentru mașini electrice	1,11	0,1	0,04	—	—	—
Portperii	4,11	1,3	0,87	—	—	—
Tuburi electronice de uz comun	40,0	20,0	12,0	—	—	—
Tuburi electronice de uz militar	2,21	1,0	0,63	—	—	—
Redresoare cu seleniu	1,6	0,76	0,26	—	0,16(o)	—
Diode cu germaniu	0,678	0,157	0,002	—	—	—
Diode cu siliciu	0,452	0,2	0,021	—	—	—
Bobine	2,22	0,34	0,07	0,1(o)	0.015	0,001
Transistoare cu germaniu	1,91	0,9	0,6	—	—	—
Transistoare cu siliciu	1,44	0,5	0,27	—	—	—
Termistoare	1,4	0,6	0,2	—	—	—
Rezistoare de compoziție (volumice)	0,297	0,043	0,005	0,04(o)	0,014	0,011
Rezistoare peliculare	0,058	0,03	0,0017	0,06(o)	0,0145	0,0135
Rezistoare peliculare de precizie	—	0,004	—	—	—	—
Rezistoare bobinate de precizie	0,114	0,06	0,032	—	—	—
Rezistoare bobinate de putere	0,076	0,04	0,021	—	0,016(o)	—
Rezistoare bobinate de mare putere	—	0,164	—	—	—	—
Condensatoare cu hîrtie sub 600 V	0,04	0,025	0,01	—	—	—
Condensatoare cu hîrtie peste 600 V	0,235	0,09	0,0083	—	—	—
Condensatoare ceramice	1,64	0,15	0,042	0,02(o)	0,016	0,002
Condensatoare ceramice fiabile	0,29	0,06	0,011	—	—	—
Condensatoare cu mică	0,132	0,075	0,005	0,02(o)	0,015	0,0025
Condensatoare electrolitice	0,513	0,035	0,003	0,012(o)	0,01	0,004

* Experimentarea duratei de viață L_0 se face în: o – ore; a – anclanșări/declanșări; c – cicluri; m – măsurări.

de fabricație și nivelul organizării controlului tehnic de calitate.

Proiectarea, cît și concepția tehnologică și controlul tehnic de calitate asupra producției, trebuie să aibă permanent în vedere atît solicitările specifice, cît și pe cele nespecifice, dar care pot căpăta aspecte noi pentru industria electrotehnică. Astfel, influența bioclimatică nu pune numai problema de coroziune a metalelor, ca în construcția de mașini, dar și problema mult mai importantă a reducerii extrem de rapide, pînă la anularea practică, a rezistenței de izolație în condiții bioclimatice grele (de exemplu în climat tropical).

Oboseala metalelor are intluență negativă asupra circuitelor magnetice, ca urmare a vibrațiilor produse prin magnetostricțiunea materialelor magnetice și prin alte surse. Îmbătrînirea resoartelor [7], în cazul contactelor electrice, conduce la refuzul de funcționare al aparatelor de comutație, al mașinilor alimentate prin perii etc. Răcitoarele transformatoarelor se pot fisura, iar lagărele marilor unități electrogene se pot distruge rapid [4].

Calitatea și nivelul exploatării, ca și calitatea reparațiilor și a controlului după reparații, influențează siguranța în funcționare a produselor electrotehnice mult mai pregnant decît în alte domenii. Cauza rezidă, în primul rînd, în dificultățile mai mari obiective și antropotehnice pe care le ridică acest tip de produse. Este suficient să se arate că o protecție nesatisfăcătoare contra supraintensităților, respectiv a încălzirii la transformatoare, mașini electrice, ventile, redresoare etc., conduce la distrugerea acestora, indiferent de mărimea intrinsecă a siguranței în funcționare a acestora.

În exploatare este extrem de important să se asigure utilizarea corectă a produselor electrotehnice, în special în cazul sarcinilor foarte variate, unde nu totdeauna este ușor să se determine măsura în care rezistența produsului este mai mare decît solicitarea. În orice caz, trebuie subliniat că sarcina termică este unul dintre factorii cei mai importanți, care determină siguranța în funcționare a produselor electrotehnice.

Este de subliniat că unii cercetători [10] indică proporția de 60—90% din numărul total de refuzuri pentru cauze datorite greșelilor de concepție și de execuție.

Căile de realizare a creșterii siguranței în funcționare sînt numeroase, ca de exemplu utilizarea de materiale cu proprietăți speciale, utilizarea unor tehnologii mai atent studiate, adoptarea unor soluții constructive adecvate (miniaturizări, încapsulări), asigurarea unei rezerve termice ridicate (prin proiectare), protecție multiplă, sortarea unor piese și subansambluri după parametrii urmăriți, aplicarea principiului redondanței etc. Aceste căi trebuie folosite în mod critic, în funcție de nivelul necesar al siguranței în funcționare, dat fiind că unele măsuri care conduc la valori ridicate ale siguranței în funcționare (întîlnite la așanumitele produse profesionale), produc costuri de cîteva ori mai mari față de produsele normale cu valori curente ale siguranței în funcționare.

Tabela 2

Nivelul	Notarea convențională	$\lambda \cdot 10^{-6}$ (oră$^{-1}$)	Domeniul de utilizare
Comercial	*O*	200	jucării și produse neimportante
Scăzut	*R*	15	diverse produse de uz general
Standardizat	*S*	5	receptoare radio și televizioare de uz general
Standardizat descărcat	*DS*	1,5	echipament radio profesional
Superior	*T*	0,5	echipament militar de transmisiuni, de avion și nave
Superior descărcat	*DT*	0,1	echipament militar pentru comanda focului avionului, sisteme de teleghidarea proiectilelor
Maxim	*U*	0,05	calculatoare electronice

Pentru diferite produse electrotehnice, se prezintă în tabela 1, după date americane din anii 1961—1963 [8], valori pentru intensitatea căderilor λ și durata de viață L_0, inclusiv (drept comparație) pentru produse electronice.

Întrucît norme sau standarde pentru stabilirea nivelului parametrilor siguranței în funcționare există numai pentru componente electronice (S.U.A., U.R.S.S., Franța etc.), se dă spre comparație, în tabela 2, recomandările americane pentru diferite domenii de utilizare, în cazul pieselor electronice [9].

Prezentînd noțiunile de bază ale siguranței în funcționare ale produselor electrotehnice, inclusiv unele date cantitative ale acesteia, în special pentru parametrul λ, se va reveni într-un alt articol asupra analizei cauzelor concrete care determină siguranța în funcționare, pe grupe de produse, cum și asupra direcțiilor în care trebuie să se orienteze cercetarea îmbunătățirii calității în industria noastră electrotehnică.

Bibliografie

[1] *Bozovsky, I.* Reliability, Theory and practice. Londra, Prentice-Hall International, 1961.

[2] *Lloyd, D. K.* și *Lipov, M.* Reliability, management methods and mathematics. New Jersey, Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, 1962.

[3] *Mangiurea, O.* şi *Rancu, N.* Siguranţa în funcţionare a produselor electrotehnice, analizată prin metode statistico-matematică. Bucureşti, Editura tehnică, 1965.
[4] *Selivanov, A. I.* Osnovî starenia maşin. Moscova, Izd. Maşinostroenie, 1964.
[5] *Kilinski, A.* O niezabodnosci z punktu widzenia metodologii ogólnej. În : Przeglad elektrotechniczny, nr. 6, 1967, p. 221—223.
[6] *Iglisch, I.* Zu den Lebensdauergesetzen elektrischer Maschinen. În : ETZ—A, nr. 10, 1967, p. 356—357.
[7] *Şapiro, E. A.* Ustalosti detalei elektriceskih maşin i apparatov. Moscova, Izd. Energhia, 1964.
[8] *Volpin, A. G.* Rascet nadejnosti radioperedatcika. Moscova, Izd. Sveazi, 1967.
[9] *Millea, N.* Unele probleme în legătură cu standardzarea siguranţei în funcţionare a produselor electronice. În : Standardizarea **19**, nr. 7, 1967, p. 349—352.
[10] *Aristov, A. I.* Oţenka i analiz nadejnosti maşin i priborov. În : Maşinostroiteli, nr. 7, 1965, p. 11—13.
[11] *Niţu, V.* ş.a. O nouă metodă pentru evaluarea siguranţei de funcţionare a schemelor staţi'lor electr'ce, folosind calculul probab'l'tăţ'lor. În : Energet'ca **13**, nr. 12, 1965, p, 573—584,

Intrat în redacţie la 25.III. 1967

Sisteme moderne de excitaţie a generatoarelor sincrone

Moreno Zickman* — Bucureşti

CZ 621.313.32.013.8.001.3

1. Introducere

Mersul în paralel şi interconectat al generatoarelor — faţă de funcţionarea singulară — ocupă un loc din ce în ce mai important, o dată cu dezvoltarea şi buclarea reţelelor, precum şi cu trecerea la agregate cu puteri unitare din ce în ce mai mari. Cerinţele impuse excitaţiei acestora privind capacitatea, viteza şi sensibilitatea au crescut simţitor, fapt care se reflectă atît în dezvoltarea şi perfecţionarea regulatoarelor de tensiune, cît şi în schimbările constructive apărute în ansamblul schemelor de excitaţie în ultimii 20 de ani [8].

Pentru a se asigura o repartiţie convenabilă consumatorilor şi o producere raţională a energiei electrice, este necesar ca tensiunea la consumator să fie cît mai constantă posibil [1], [2], [3], [4], [5], [6].

În lipsa unor instalaţii de reglare a tensiunii, aceasta nu poate fi menţinută constantă în nici un punct al sistemului energetic — şi deci nici la consumatori — deoarece orice variaţie a puterii reactive sau active, fiind însoţită întotdeauna şi de variaţia curentului măreşte căderile de tensiune pe elementele longitudinale ce leagă punctul respectiv de generatoarele sistemului.

Reglarea tensiunii la bornele generatoarelor sincrone se poate face numai prin variaţia curentului de excitaţie din înfăşurarea de cîmp a generatorului. Rezultă aşadar că problema reglării tensiunii generatoarelor va cuprinde ansamblul problemelor de realizare a excitaţiei, precum şi a dispozitivelor automate de reglaj a excitaţiei, funcţie de tensiunea la bornele generatoarelor.

Sistemele de excitaţie şi dispozitivele de reglaj nu se pot trata separat cînd se discută reglajul tensiunii generatoarelor. Ansamblul acestor instalaţii reprezintă sistemul de excitaţie şi de reglaj al tensiunii generatorului, cu anumite performanţe şi avantaje date pentru ansamblul lor.

2. Scheme de excitaţie cu maşini excitatoare

2.1. Excitatoare cu excitaţie proprie. Această schemă de excitaţie a generatoarelor sincrone se compune dintr-o maşină excitatoare de curent continuu, cu excitaţie derivaţie, montată pe arborele generatorului sincron şi dintr-un regulator de tensiune cu transistoare sau cu transductoare. În figura 1 este arătată

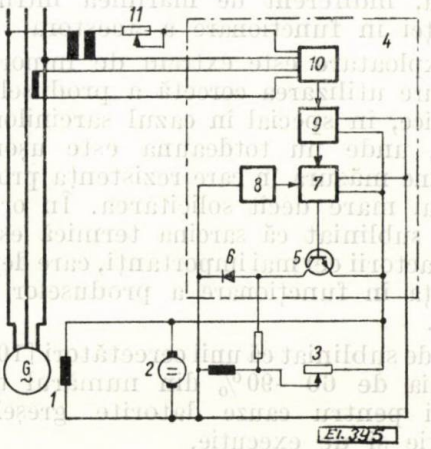


Fig. 1. Excitatoare cu excitaţie proprie, cu regulator de tensiune cu transistoare [9] :
1 — generator sincron ; *2* — excitatoare ; *3* — reostat de poziţie ; *4* — regulator de tensiune cu transistoare ; *5* — transistor final ; *6* — dioda de zero ; *7* — transistorul de treaptă anterioară ; *8* — legătură inversă (reacţie) ; *9* — element de măsură ; *10* — aparat static (cu statism) ; *11* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

* Ing. *M. Zickman* este inginer proiectant şef la Institutul de studii şi proiectări energetice Bucureşti, sectorul sisteme energetice şi doctorand la Institutul politehnic Bucureşti.

o asemenea schemă prevăzută cu regulator de tensiune cu transistoare, al cărui element reglabil se montează în circuitul de excitație al excitatoarei. Regulatorul transistorizat funcționează între două limite întocmai ca un regulator cu contacte vibratoare (Tirril), numai că locul contactelor este luat de transistoarele de conexiune.

Ținînd seamă de tensiunea relativ înaltă a circuitului de excitație a excitatoarei, la aceste conexiuni se folosesc transistoare cu siliciu. Treapta finală *5* a acestui regulator este comandată de treapta transistorizată anterioară *7*, aceasta fiind comandată la rîndul ei de elementul de măsură *9* și de legătura inversă (reacție) *8*. Dioda de zero *6* este plasată în schemă paralel cu bobinajul de excitație al excitatoarei *2* și face posibilă trecerea curentului de excitație în timpul fazei de conducție a transistorului final *5*.

Circuitul de măsură al regulatorului transistorizat este constituit în mod asemănător cu cel al regulatorului de tip electromecanic sau cu transductoare. Prin transformatoare de măsură se conduc la aparatul cu statism *11* tensiuni proporționale cu tensiunea de la bornele generatorului, respectiv cu curentul generatorului. Acest aparat funcționează după o caracteristică curent reactiv-tensiune, ascendentă sau descendentă.

Elementul de reglaj *11* al mărimii impuse, servește la reglarea tensiunii nominale de la bornele generatorului la o valoare a acesteia impusă de cerințele exploatării.

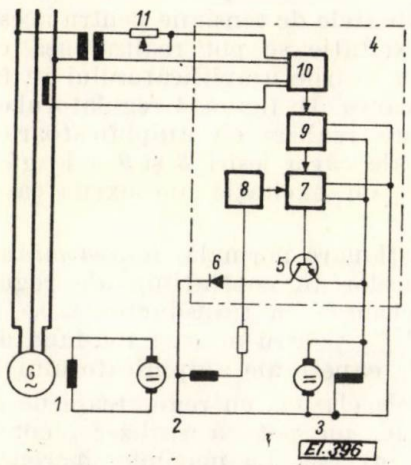


Fig. 2. Excitatoare principală și auxiliară, cu regulator tensiune cu transistoare [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare principală; *3* — excitatoare auxiliară; *4* — regulator de tensiune cu transistoare; *5* — transistor final; *6* — dioda de zero; *7* — transistorul de treaptă anterioară; *8* — legătură inversă (reacție); *9* — element de măsură; *10* — aparat static (cu statism); *11* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

Pentru excitația generatoarelor sincrone de puteri mari se utilizează, de obicei, mașini excitatoare principale și auxiliare. Într-o asemenea schemă de excitație (fig. 2), atît mașina principală, cît și cea auxiliară se montează pe arborele generatorului sincron.

La forma clasică a acestei soluții se înlocuiește regulatorul de tip electromecanic, utilizat în trecut, cu un regulator de tensiune transistorizat, care comandă direct excitația mașinii excitatoare de bază (principală).

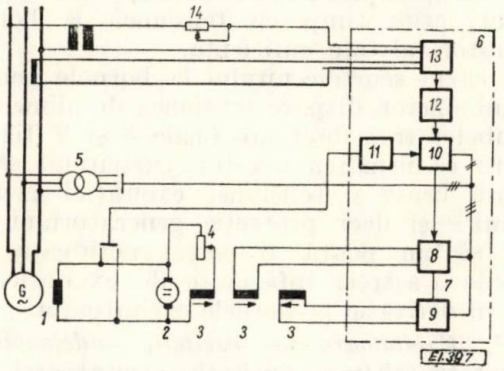


Fig. 3. Excitatoare cu excitație proprie și independentă cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare; *3* — înfășurările de excitație ale excitatoarei; *4* — reostat de poziție; *5* — transformator de forță; *6* — regulator de tensiune cu transductor; *7* — treapta finală a transductorului în contratimp; *8* — transductor final pentru excitația pozitivă; *9* — transductor final pentru excitația negativă; *10* — treapta anterioară a transductorului în contratimp; *11* — legătură inversă (reacție); *12* — element de măsură; *13* — aparat static cu statism); *14* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

Diferența între această schemă de excitație și schema de la mașinile cu excitație proprie constă în aceea că în afară de excitatoarea principală se prevede și o a doua mașină de excitație (auxiliară), care alimentează regulatorul transistorizat *4* [9].

2.2. Excitatoare cu excitație proprie și independentă. Aceste scheme de excitație sînt realizate cu o excitatoare prevăzută cu mai multe înfășurări de excitație, dintre care una alimentată în derivație de la bornele excitatoarei și celelalte de la o sursă de energie independentă. În figura 3 este arătată o asemenea schemă de excitație prevăzută cu regulator cu transductoare.

Folosirea regulatoarelor transistorizate, care au treapta finală montată direct în circuitul excitației excitatoarei de bază, este posibilă numai pînă la sarcina maximă admisibilă a transistorului final al regulatorului. La curenți de excitație mai mari se folosesc, din cauza acestor limitări, regulatoare cu transductoare.

Schema de excitație, arătată în figura 3, înglobează calitățile ambelor feluri de mașini excitatoare (cu excitație proprie sau cu excitație independentă), precum și unele comportări dinamice avantajoase.

Regulatoarele de tensiune cu transductoare sînt alimentate prin transformator de curent alternativ mono sau trifazat, iar în cazul cînd mașina sincronă are o singură excitatoare, transductorul se alimentează direct de la bornele generatorului sincron (fig. 3). Dacă conexiunea amplificatorului prevede ieșirile în fază, atunc

acestea se leagă la o singură înfășurare de excitație a excitatoarei, iar dacă conexiunea amplificatorului este cu ieșirile în contratimp acestea se leagă la două înfășurări, separate, de cîmp ale excitatoarei [9].

Schema este aranjată astfel încît la funcționare normală excitatoarea este excitată din exterior (prin intermediul regulatorului-transductor) atîta timp cît tensiunea la bornele generatorului este suficientă.

În cazul scurtcircuitului la bornele generatorului sincron dispare tensiunea de alimentare a ambelor transductoare finale *8* și *9* (fig. 3). Pentru ca urmarea acestui scurtcircuit să nu dispară brusc și tensiunea excitației generatorului — și deci protecția generatorului sincron să nu poată fi corect acționată — se prevede o a treia înfășurare de excitație, legată în derivație la bornele excitatoarei.

2.3. Excitatoare cu excitație independentă. În aceste scheme, excitația excitatoarei este luată de la o sursă independentă de tensiune. Această sursă de tensiune o poate constitui un generator de curent continuu, special montat pe axul principal al mașinii sincrone, o rețea auxiliară sau un grup motor asincron-generator de curent continuu, montat în imediată apropiere.

Pentru aceste scheme de excitație se pot utiliza regulatoare de tensiune, atît cu transistoare, cît și cu transductoare.

Siguranța în funcționare a acestor scheme este dependentă și identică cu siguranța sursei independente de tensiune și, după cum se

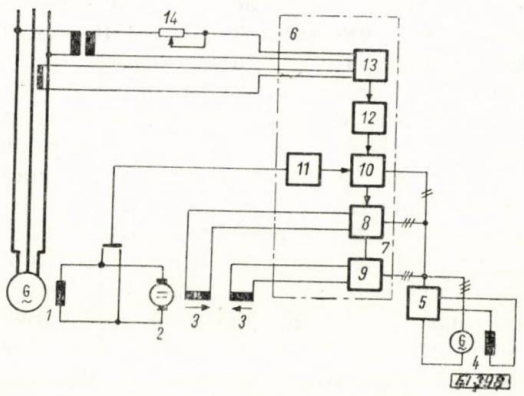


Fig. 4. Excitatoare principală și excitatoare auxiliară de curent alternativ, cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare principală; *3* — înfășurările de excitație ale excitatoarei principale; *4* — excitatoare auxiliară de curent alternativ; *5* — stabilizator de tensiune; *6* — regulator de tensiune cu transductor; *7* — treapta finală a transductorului în contratimp; *8* — transductor final pentru excitația pozitivă; *9* — transductor final pentru excitația negativă; *10* — treapta anterioară a transductorului în contratimp; *11* — legătură inversă (reacție); *12* — element de măsură; *13* — aparat static; *14* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

arată în literatură, aceste scheme au în funcționare o comportare dinamică bună [9].

În figura 4 este arătată o schemă de excitație cu mașini de excitație de bază și auxiliară. În această schemă în locul unei mașini auxiliare de curent continuu este prevăzută o mașină de curent trifazat, executată ca generator sincron de tensiune constantă (în cazuri particulare, mașină cu poli aparenți), care alimentează regulatorul cu transductor.

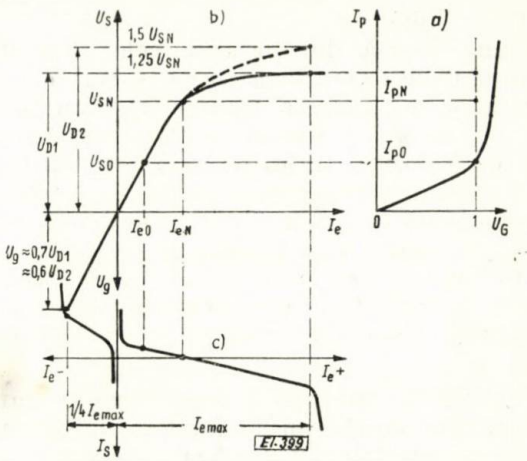


Fig. 5. Regulator de tensiune cu transductor. Limitele de utilizare ale excitației [9]:

a — caracteristica generatorului; *b* — caracteristica excitatoarei; *c* — caracteristica regulatorului cu transductor; U_G — tensiunea generatorului; I_p — curentul roții polare; U_D — tensiunea plafon; U_S — tensiunea la inele; U_g — forța contraelectromotoare de excitație; I_e — curentul de excitație a excitatoarei; I_S — curentul de comandă al treptei anterioare a transductorului.

Schemele cu mașină de excitație principală (de curent continuu) și auxiliară (de curent trifazat) și regulatoare cu transductoare constituie unul dintre sistemele de reglare cele mai interesante și se utilizează din ce în ce mai mult la mașinile sincrone de puteri mijlocii și mari [9].

Regulatoarele de tensiune pentru aceste scheme de excitație se pot realiza, așa cum s-a arătat, cu ieșirile amplificatorului în fază sau în contratimp. În figura 4 regulatorul cu transductor este realizat cu amplificatoare în contratimp, ale căror ieșiri *8* și *9* se leagă la două înfășurări de excitație ale excitatoarei principale.

În funcționare normală *ieșirea minus* a amplificatoarelor în contratimp ale regulatoarelor de tensiune cu transductoare, se reglează la 0,25 $I_{e\,max}$ pentru aceeași tensiune de ieșire la ambele capete ale amplificatorului [9].

Schemele clasice, cu regulatoare de tip electromecanic, nu pot să realizeze, constructiv, excitația inversă. La mașinile sincrone de puteri mari (în special la generatoarele hidro), nu se poate renunța la excitația inversă sau cel puțin la excitația nulă. În diagramele de funcționare ale unui sistem de excitație prevăzut cu regulator de tensiune cu transductor (fig. 5), sînt indicate limitele de utilizare ale excitației. Ca tensiune de excitație inversă se iau valori negative pînă la cel mult jumătate din tensiunea la inele în gol U_{S0}, iar în cazuri speciale, chiar 1,0 U_{S0}.

În aceeași figură se poate urmări cum funcție de saturația mașinii principale de excitație, excitația inversă ia valorile: $U_g \cong (0{,}6 \div 0{,}7)\ U_D$.

2.4 Excitatoare cu convertizor auxiliar de excitație. O schemă de excitație, cu convertizor auxiliar, foarte răspîndită în ultimii ani, în special în țările din vestul Europei, este așanumita conexiune booster [9], [10]. Excitatoarea principală *2*, care este montată pe axul generatorului principal (fig. 6), are înfășurarea de excitație legată în paralel cu rotorul. În serie cu această înfășurare de excitație se leagă mașina booster făcînd parte din convertizorul auxiliar de excitație *3*. Acesta este compus din excitatoare suplimentară *4* (booster), din excitatoarea intermediară *5* (prevăzută cu două înfășurări de cîmp), din excitatoarea de bază *8* și dintr-un motor asincron trifazat de acționare *6* (prevăzut cu volantul *7*) alimentat direct de la rețea, motor care antrenează toate mașinile de curent continuu ale convertizorului auxiliar de excitație (adică *4*, *5* și *8*).

Pentru reglajul tensiunii se utilizează un regulator cu transductor, monofazat, alimentat de la transformatorul de tensiune montat la bornele generatorului principal.

Similară cu conexiunea booster este *schema de excitație în cascadă* [11]. Convertizorul auxiliar de excitație *3* (fig. 7) se compune dintr-o amplidină *4*, dintr-o mașină de excitație de bază *7* și dintr-un motor trifazat de acționare *5* (prevăzut cu volantul *6*), alimentat din rețea care antrenează mașinile *4* și *7* ale convertizorului. Cele două înfășurări de excitație ale amplidinei sînt alimentate una de la excitatoarea de bază și cealaltă de la regulatorul de tensiune cu transductor *8* [9].

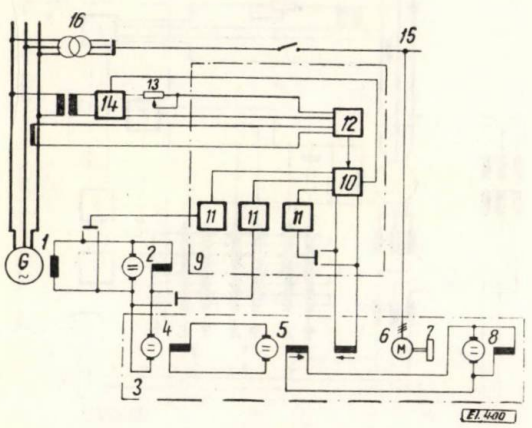


Fig. 6. Excitatoare cu convertizor auxiliar de excitație. Conexiune booster cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare principală; *3* — convertizor auxiliar de excitație; *4* — excitatoare suplimentară (booster); *5* — excitatoare intermediară; *6* — motor trifazat de acționare; *7* — volant; *8* — excitatoare de bază; *9* — regulator de tensiune cu transductor; *10* — dispozitiv de amplificare; *11* — legături inverse (reacții); *12* — aparat cu statism și element de măsură; *13* — elementul de reglaj al mărimii impuse; *14* — alimentarea regulatorului de tensiune; *15* — rețea de alimentare; *16* — transformator de forță.

Conexiunile boster și în cascadă sînt scheme de excitație în care amplificarea nu se obține prin dispozitive statice (transistoare sau transductoare), ci prin mașini rotative. Siguranța în alimentare a celor două scheme depinde de convertizorul auxiliar de excitație și de rețeaua exterioară.

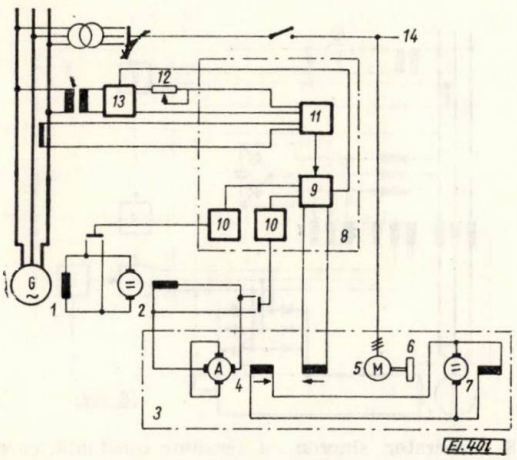


Fig. 7. Excitatoare cu convertizor auxiliar de excitație. Conexiune în cascadă cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare principală; *3* — convertizor auxiliar de excitație; *4* — mașină amplificatoare; *5* — motor trifazat de acționare; *6* — volant; *7* — excitatoare de bază; *8* — regulator de tensiune cu transductor; *9* — dispozitiv de amplificare; *10* — legături inverse (reacții); *11* — aparat cu statism și element de măsură; *12* — elementul de reglaj al mărimii impuse; *13* — alimentarea regulatorului de tensiune; *14* — rețea auxiliară; *15* — transformator de forță.

3. Scheme de excitație cu redresoare (excitație statică)

Rapoarte de sinteză, prezentînd tendințele pe plan mondial în realizarea sistemelor de excitație a generatoarelor sincrone mari [24], [43], au arătat încă în urmă cu cîțiva ani trecerea de la excitația realizată cu mașini de curent continuu la sistemele de excitație statică cu redresoare ionice și cu semiconductoare comandate sau necomandate.

Sistemele de excitație statică [49] realizează un plafon al tensiunii de excitație foarte mare și un timp de răspuns practic nul, nu necesită întreținere, permit reparații în timpul funcționării, au o siguranță mare în exploatare, permit realizarea unor regulatoare de tensiune simplificate din cauza curenților mici de comandă, au volum mic și nu produc zgomot în funcționare etc.

În cele ce urmează se prezintă tipurile cele mai caracteristice de scheme de excitație statică.

3.1. Generatoare cu tensiune constantă. Generatoarele sincrone cu tensiune constantă (sau generatoarele sincrone autoreglate) nu sînt prevăzute cu mașini de excitație și reprezintă exemplele cele mai cunoscute de realizare a excitației pe baza folosirii redresoarelor cu semiconductoare. În aceste scheme moderne de excitație se montează în interiorul roții polare a generatorului sincron diode cu sili-

ciu sau cu seleniu, dimensionate astfel încît funcționarea să se facă cu maximum de siguranță atît în regimurile normale, cît și în cele excepționale (scurtcircuite în rețea, mers asincron etc.).

La generatorul cu tensiune constantă se suprapune o excitație, funcție de tensiune,

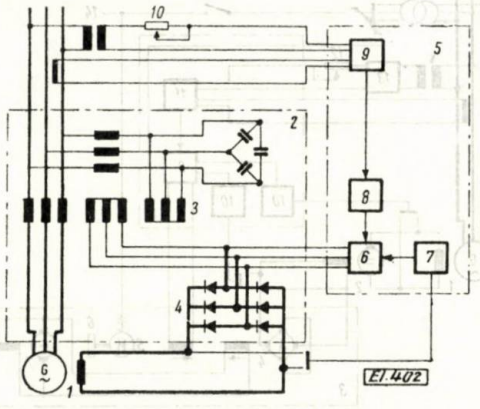


Fig. 8. Generator sincron cu tensiune constantă, cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — stabilizarea tensiunii; *3* — transformator de curent; *4* — redresor uscat de excitație; *5* — regulator de tensiune cu transductor; *6* — transductorul treptei finale; *7* — legătură inversă (reacție); *8* — transductorul treptei anterioare; *9* — aparat cu statism și element de măsură; *10* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

peste una, funcție de curentul de sarcină, astfel încît prin această suprapunere să se obțină un curent de excitație variabil care, la orice sarcină a generatorului să mențină tensiunea la borne constantă, fără a se folosi în acest scop un regulator de tensiune (fig. 8, fără regulatorul *5*). În cazul cînd exigențele pentru menținerea tensiunii la bornele generatorului sînt mari sau cînd se prevede mersul în paralel al unui generator de tensiune constantă cu un alt generator, a cărui schemă de excitație este realizată cu regulator de tensiune, se impune prevederea și în schema de excitație a generatorului de tensiune constantă a unui regulator de tensiune cu transductor (fig. 8, cu regulatorul *5*), dar de construcție specială [13], [14], [15], [16].

Schema de excitație cunoscută sub numele de *excitație Transipol* [17], [18] este o schemă constînd, de asemenea, din elemente statice (diode cu siliciu) montate în roata polară (fig. 9), care alimentează direct înfășurarea de excitație a generatorului principal. Transductorul de putere și regulatorul cu transductoare sînt alimentate de la bornele unui transformator de tensiune *2*, montat la bornele generatorului. În serie cu acesta se află înfășurarea secundară a unui reactor *3*, care adaugă tensiunii de alimentare o componentă proporțională cu curentul de sarcină al generatorului principal. Prin această conexiune instalația de excitație poate alimenta transductorul de putere *4*, atît la mersul în gol (componența de tensiune), cît și în timpul scurtcircuitului la bornele generatorului (componentă de curent). În funcționare normală tensiunea de alimentare se realizează prin suprapunerea celor două componente.

Schema excelează prin o construcție simplă și ușoară de urmărit și s-a dovedit a fi avantajoasă la mașinile de puteri mijlocii, în special la hidrogeneratoare de turație mică [17], [18].

3.2. Scheme de excitație utilizînd redresoare cu vapori de mercur. Pentru generatoarele de puteri mari se utilizează și scheme de excitație utilizînd redresoare cu vapori de mercur [19], [20], [21], [22], [23].

Funcție de conexiunea aleasă se folosesc redresoare în cuve, cu unul sau șase anozi sau, în cadrul aceleași instalații, chiar ambele tipuri.

Ca scheme de conexiuni pentru aceste redresoare se folosesc : conexiunea simplă, conexiunea în cruce și conexiunea opoziție-paralel.

La conexiunea simplă se folosește o cuvă sau o grupă de cuve legate în paralel, care produc excitația pozitivă a generatorului (adică curentul de excitație, de sens convențional pozitiv, cu care se realizează tensiunea la bornele mașinii sincrone, în regim normal de funcționare). Din cauza efectului de ventil al redresoarelor nu este posibilă apariția unei tensiuni negative în circuitul de excitație. Dacă se cere trecerea prin acest circuit a unui curent negativ (de exemplu, la dezexcitarea generatorului), se deconectează redresorul și se reconectează

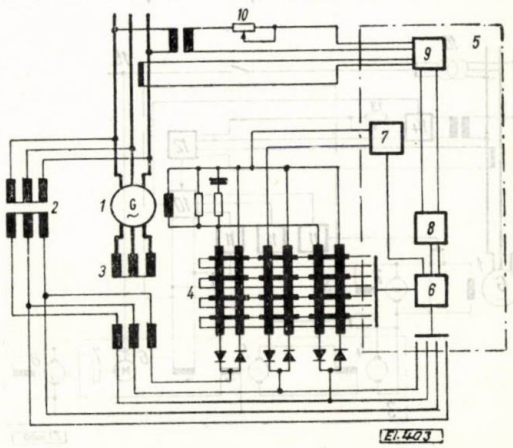


Fig. 9. Schema de excitație Transipol, cu regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — transformator de tensiune; *3* — transformator cu întrefier de aer; *4* — transductor de putere (treapta finală); *5* — regulator de tensiune cu transductor; *6* — treapta anterioară a transductorului în contratimp; *7* — legătură inversă (reacție); *8* — element de măsură; *9* — aparat cu statism; *10* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

la circuitul de excitație după comutarea pe polaritatea inversă.

La conexiunea în cruce și la conexiunea opoziție-paralel, există posibilitatea unei treceri treptate de la curentul de excitație pozitiv la cel negativ, fără nici o deconectare în circui-

tul excitației generatorului. Astfel, în caz de deranjamente (care pot duce la schimbarea sensului curentului prin excitația generatorului), schema permite trecerea curentului invers. Sînt evitate astfel vîrfurile mari de tensiune care ar putea duce la deconectări prin acționarea protecției de tensiune maximă a generatorului.

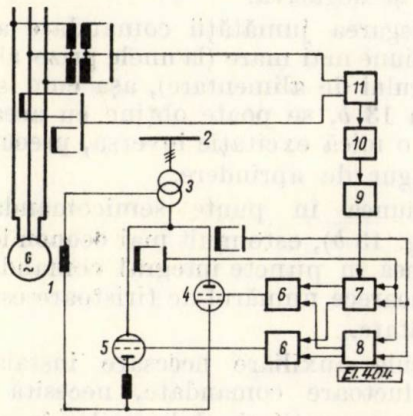


Fig. 10. Excitație cu redresoare cu vapori de mercur și instalație de reglaj cu transistoare [9]:

1 — generator sincron; *2* — rețea auxiliară; *3* — transformator de forță pentru alimentarea redresoarelor cu vapori de mercur; *4* — blocul redresoarelor principale (pentru excitație pozitivă); *5* — blocul redresoarelor de contraexcitație (pentru excitație negativă); *6* — comanda blocurilor de redresoare (*4* și *5*); *7* — regulator pentru curentul de excitație; *8* — regulator pentru curentul din circuitul local (prin blocurile *4* și *5*); *9* — limitator al curentului de excitație; *10* — instalație de reglaj cu transistoare; *11* — aparat de măsură.

În figura 10 este arătată o schemă de excitație cu redresoare cu vapori de mercur, în conexiune opoziție-paralel, formată dintr-un grup de cuve *4* pentru excitația pozitivă și dintr-un al doilea grup *5* pentru excitația negativă, ambele alimentate dintr-o rețea auxiliară [9]. Grupele de cuve *4* și *5* sînt comandate de un regulator cu transistoare astfel că, în regim normal de funcționare, grupa principală de cuve *4* pentru excitația pozitivă să producă curentul de excitație necesar generatorului și, totodată, în afara acestuia, să permită circulația unui curent mic, într-un circuit local, care să se închidă prin ambele grupe de cuve de redresoare. Acest mic curent local este necesar pentru ca cuvele *5* de excitație negativă (montate în opoziție, pentru redresarea inversă) să fie permanent pregătite să preia curentul de excitație negativă (contracurentul) ce ar putea apare.

Circuitul curentului variabil de excitație pozitivă este comandat de regulatorul *7* care este subordonat instalației de reglaj (*9* și *10*). Mărimea curentului de circulație internă (între grupele de cuve *4* și *5*) este constantă și este reglată numai de regulatorul *8*.

3.3. Excitatoare de curent alternativ cuplată cu redresoare cu semiconductoare. Pentru generatoare de puteri foarte mari se folosesc în ultimii ani, atît în Vestul Europei, cît și în U.R.S.S., scheme cu excitatoarea principală formată dintr-un generator de curent alternativ, trifazat, montat direct pe axul generatorului principal. Această excitatoare de curent alternativ se leagă la înfășurarea roții polare (fig. 11) prin intermediul unor redresoare cu semiconductoare [24]. Ca mașină de excitație auxiliară se folosește, de asemenea, o mașină de curent alternativ, de exemplu un generator cu tensiune constantă, care alimentează regulatorul cu transductor, construit în mod asemănător cu cele arătate anterior la alte scheme de excitație.

Deoarece în cazul redresoarelor cu vapori de mercur este necesar un consum important de energie pentru serviciile auxiliare ale acestora (pentru aprinderea și reglarea arcului), precum și dese operații de întreținere, se utilizează din ce în ce mai mult tehnica semiconductoarelor comandate, reprezentată prin tiristoare cu proprietăți foarte avantajoase și de reglare. Pierderile la redresoarele cu semiconductoare scad simțitor (randament 97%, adică cu 6% superior redresoarelor cu mercur), iar necesitatea de spațiu este mult redusă prin posibilitatea notării acestora în dulapuri [49].

Ca și la redresoarele cu vapori de mercur, asigurarea energiei de excitație pentru redresoarele cu semiconductoare se poate face de la o rețea auxiliară sau de la un generator de curent alternativ, coaxial cu generatorul principal [52], [53], [54].

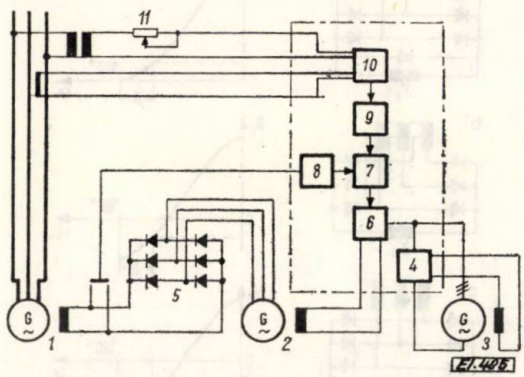


Fig. 11. Excitatoare de curent alternativ cuplată cu redresoare cu semiconductoare. Regulator de tensiune cu transductor [9]:

1 — generator sincron; *2* — excitatoare principală de curent alternativ trifazat; *3* — excitatoare auxiliară de curent alternativ trifazat; *4* — stabilizator de tensiune; *5* — blocul redresoarelor (uscate) de excitație; *6* — transductorul treptei finale; *7* — treapta anterioară a transductorului în contratimp; *8* — legătură inversă (reacție); *9* — element de măsură; *10* — aparat cu statism; *11* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

În figura 12 este arătată o instalație cu tiristoare, alimentată de la un generator de curent alternativ coaxial, care prezintă simultan, atît avantajele redresoarelor cu semiconductoare, cît și a celor cu vapori de mercur [25].

Elementele cu tiristoare sînt legate în punte, pentru a putea debita curenţii mari de excitaţie necesari generatoarelor de putere mare (pentru curenţi mai mici se poate utiliza schema cu punct median).

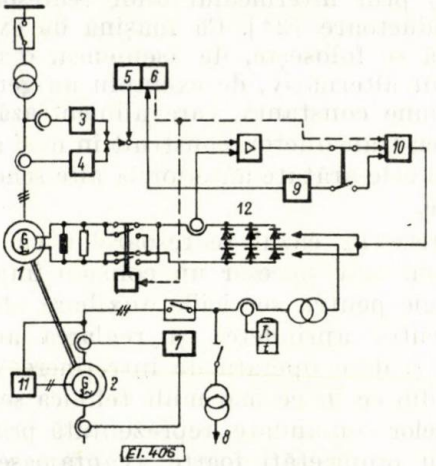


Fig. 12. Excitaţie cu tiristoare, cu generator axial şi regulator de tensiune cu transistoare [25]:

1 — generator sincron; *2* — generator trifazat axial, cu excitaţie compundată; *3* — introducerea valorii instantanee a tensiunii; *4* — introducerea statismului după curentul reactiv; *5* — elementul de reglaj al mărimii impuse; *6* — dezexcitarea rapidă; *7* — instalaţie de protecţie; *8* — aparataj de comandă şi reglaj pe partea de 0,4 kV a transformatorului de servicii auxiliare; *9* — comandă manuală; *10* — comanda pe grilă; *11* — compundajul excitaţiei; *12* — blocurile de tiristoare.

Scheme similare pentru excitaţia generatoarelor de puteri mari s-au realizat în U.S.A.

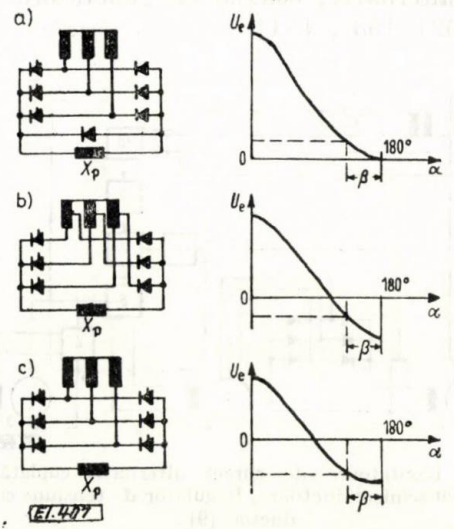


Fig. 13. Conexiune în punte trifazată, cu redresoare cu semiconductoare comandate şi necomandate [25]:

a — conexiune în punte, semicomandată (50% tiristoare şi 50% diode); *b* — conexiune în punte, semicomandată cu prize; *c* — conexiune în punte integral comandată; X_p — înfăşurarea inductoare (de excitaţie); U_e — tensiunea continuă de excitaţie (valoare medie); α — unghiul de declanşare; β — intervalul de siguranţă al limitei de pas a redresorului (avans minim la aprindere).

şi cu ignitroane, a căror aprindere a fost realizată printr-o instalaţie cu tiristoare [4].

În figura 13 se arată diferite scheme de aranjare a tiristoarelor şi diodelor în punte [25].

Conexiunea în punte semicomandată, din figura 13 *a*, nu admite excitaţie inversă. Dacă această schemă se completează cu o diodă dă mers în gol, tensiunea (continuă) de excitaţie poate fi adusă la zero.

Conexiunea în punte, comandată integral (fig. 13 *c*), realizează cea mai ridicată tensiune pozitivă şi negativă.

Prin legarea jumătăţii comandate a punţii la o tensiune mai mare (la unele prize ale transformatorului de alimentare), aşa cum se arată în figura 13 *b*, se poate obţine cu această conexiune o mică excitaţie inversă, precum şi un avans sigur de aprindere.

Conexiunea în punte semicomandată, cu prize (fig. 13 *b*), este mult mai economică decît conexiunea în puncte integral comandată (fig. 13 *c*), deoarece numărul de tiristoare este redus la jumătate.

Serviciile auxiliare necesare instalaţiei cu semiconductoare comandate, necesită energie doar pentru ventilaţia dulapurilor în care sînt montate tiristoarele [25].

În funcţionarea continuă a generatorului se poate aranja ca o grupă de tiristoare să ajungă la potenţial zero. Aceasta prezintă un avantaj mare în exploatare deoarece, în această situaţie, grupa respectivă poate fi deconectată şi se pot executa operaţiile de întreţinere asupra elementelor acesteia.

3.4. Excitaţie cu redresoare rotative. Creşterea puterii unitare a generatoarelor, la valori de sute de MVA, duce la dificultăţi în realizarea sistemelor de inele colectoare cu ajutorul cărora sînt conduşi, spre înfăşurarea de excitaţie, curenţi de mii de amperi. Ca urmare a acestor dezavantaje s-a studiat şi s-a ajuns la soluţia realizării maşinii sincrone fără inele [26], [27], [28], [29], [30], [31], utilizînd redresoare rotative montate chiar în rotorul generatorului principal.

Trebuie menţionat că acest tip de excitaţie se încadrează tot în tipurile de excitaţie statică, deoarece redresarea curentului alternativ se execută cu elemente statice.

Schema de excitaţie cu redresoare rotative este astfel întocmită încît maşina principală de excitaţie se execută ca maşină cu poli exteriori, avînd în rotor înfăşurarea de curent alternativ care, prin diodele redresoare ce se rotesc împreună cu el, transmit direct energia de excitaţie în inductorul generatorului principal (fig. 14). Generatorul şi excitatoarea principală nu au, aşadar, nevoie de inele colectoare. Dacă maşina de excitaţie auxiliară se execută ca maşină cu poli permanenţi, dispare, şi la aceasta necesitatea inelelor colectoare, tot complexul de maşini neavînd inele şi nici lamele de comutaţie.

Folosirea unei asemenea soluții (cu evitarea tuturor elementelor de comutație) este deosebit de indicată, în special atunci cînd generatoarele trebuie montate în atmosferă chimic nocivă [9].

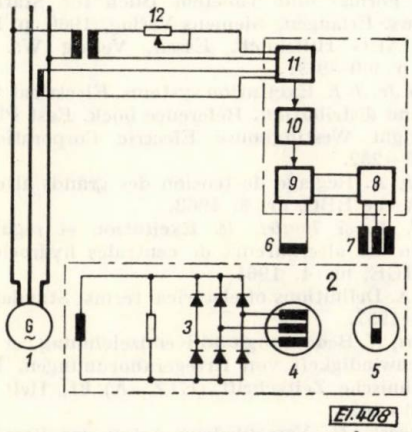


Fig. 14. Excitație cu redresoare rotative, cu regulator de tensiune cu transistoare [26]:

1 — statorul generatorului sincron; *2* — rotorul generatorului sincron; *3* — redresoare (de excitație) rotative; *4* — rotorul excitatoarei principale trifazate; *5* — rotorul excitatoarei auxiliare cu poli permanenți; *6* — sistemul de excitație al excitatoarei principale; *7* — statorul trifazat al excitatoarei auxiliare; *8* — dispozitiv cu redresoare uscate; *9* — transistoarele treptelor anterioară și finală; *10* — element de măsură; *11* — aparat cu statism; *12* — elementul de reglaj al mărimii impuse.

4. Sisteme de excitație recent realizate în Republica Socialistă România și în alte țări

Dintre sistemele de excitație moderne, menționate mai mult în literatura de specialitate din ultimii ani, ca realizări ale unor importante companii constructoare străine, se amintesc denumirile comerciale ale următoarelor scheme de excitație:

— sistemele Transipol [17], [18] și Rapydine [2], realizate de firma Siemens din R.F.G.

— sistemele Rotaduct [33], Semipol I și Semipol II [34], realizate de firma A.E.G. din R.F.G.

— sistemul Rototrol, cu mașină amplificatoare, utilizat foarte mult în S.U.A. în diverse variante constructive [4].

Acesta este compus dintr-o mașină electrică rotativă, constructiv asemănătoare cu un generator obișnuit de curent continuu cu excepția circuitului magnetic care este astfel calculat încît să nu funcționeze saturat în regimul de funcționare al mașinii la parametrii nominali [60]. Mașina are o excitație proprie, compusă dintr-o înfășurare în serie cu statorul și cu o rezistență acordată, precum și una sau mai multe înfășurări de comandă și reglaj a excitației independente. Rezistența acordată este astfel reglată încît mașina să funcționeze aproximativ pe porțiunea liniară a curbei de saturație, astfel ca înfășurarea serie să poată produce aproape întreaga t.m.m. pentru o anumită tensiune la borne.

Înfășurarea sau înfășurările de reglaj produc în regimul permanent micile diferențe de t.m.m. necesare pentru acoperirea neconcordanțelor dintre rezistența de sarcină și curba de saturație a mașinii și, totodată, în regimurile tranzitorii t.m.m. necesară forțării excitației (după necesitate, în sensul creșterii sau descreșterii tensiunii).

— Sistemul Regulex cu mașină amplificatoare este, de asemenea, utilizat în S.U.A. și a fost realizat pentru primul turbogrup de 1 000 MW [35], [36]. Acest sistem diferă de sistemul Rototrol prin aceea că excitația proprie este alimentată printr-o înfășurare de cîmp derivație în locul uneia în serie. Din această cauză performanțele în regimurile tranzitorii sînt caracterizate printr-o constantă de timp adițională.

Sistemele de excitație Rototrol și Regulex sînt prevăzute cu o singură treaptă de amplificare și cu reacție pozitivă. Ele au un coeficient de amplificare a puterii de ordinul 25 000 — 50 000 [60].

Dintre sistemele moderne de excitație, în funcțiune sau în curs de montaj la generatoarele mari existente în centralele din Republica Socialistă România, realizate de importante firme constructoare din străinătate, menționăm:

— Sistemul de excitație Alsthom (Franța) a generatoarelor grupurilor de 315/345 MW din CET Craiova, realizat cu excitatoare coaxială de curent alternativ trifazat (966 kVA, 370 V, 100 Hz) și cu convertizor cu redresoare cu siliciu, după o schemă asemănătoare cu cea din figura 11. Sistemul de excitație este prevăzut, de asemenea, cu o excitatoare auxiliară coaxială (27 kVA, 80 V, 350 Hz) care alimentează regulatorul automat de tensiune transistorizat.

— Sistemul de excitație VGT (U.R.S.S.) a generatoarelor grupurilor de 200 MW din CET Borzești și CET Luduș, realizat cu excitatoare coaxială de curent alternativ trifazat de medie frecvență (500 Hz) și cu un convertizor cu redresoare cu siliciu tip VUTG 3 000 P, după o schemă asemănătoare cu cea din figura 11. Sistemul de excitație este prevăzut, de asemenea, cu o excitatoare auxiliară coaxială de curent alternativ trifazat care alimentează regulatorul cu amplificator magnetic tip EPA-325 B.

În fiecare dintre ultimele două centrale arătate, în comun pentru 2—3 grupuri de 200 MW, este montat un sistem de excitație de rezervă, compus dintr-o excitatoare principală de curent continuu, tip GSP-7000 (1 010 kW, 360 V) și dintr-un motor asincron trifazat de acționare (1 200 kW, 6 kV), prevăzut cu volant. Reglarea tensiunii la funcționarea cu excitatoarea de rezervă se face cu un regulator tip EPA-305.

Sisteme de excitație cu regulatoare moderne s-au realizat în ultimii ani în Republica Socia-

listă România, pentru hidrogeneratoarele de puteri mijlocii (necesare cascadei de hidrocentrale din aval de UHE Bicaz), pe baza cercetărilor unui colectiv din cadrul I.C.P.E. [37].

5. Sisteme de excitație ce se vor utiliza în viitor

5.1. Redresoare cu tiristoare rotative. Ca și la trecerea de la diode stabile la cele rotative (fig. 8 și 14) și cu ajutorul tiristoarelor se poate crea un sistem de excitație fără inele. Tiristoarele se rotesc cu axul generatorului și dau dispozitivelor de excitație proprietăți de reglare și dezexcitare similare cu ale redresoarelor [25].

Impulsurile de comandă se pot transmite prin inele auxiliare sau prin inducție, situație în care dispozitivul de comandă al tiristoarelor trebuie să fie, de asemenea, rotativ. Cea mai grea problemă pentru tiristoarele rotative, în actualul stadiu, o constituie aprinderea lor sigură.

5.2. Excitație prin supraconductoare. Prin descoperirea *supraconductoarelor solide* s-au produs în ultimii ani materiale a căror importanță pentru întreaga electrotehnică este încă greu de apreciat. Avantajele deosebite ale supraconductoarelor care au un grad înalt de eficacitate, dimensiuni reduse și posibilitatea producerii unor cîmpuri magnetice foarte puternice (practic fără pierderi), fac ca aceste materiale să devină din ce în ce mai interesante și pentru instalațiile de excitație ale mașinilor electrice.

După cum rezultă din unele cercetări întreprinse în U.R.S.S., pe un generator mic de curent continuu cu excitație realizată cu supraconductoare, tensiunea mașinii — în comparație cu una similară, dar avînd ca excitatoare un magnet permanent — a putut fi crescută de 20 de ori, iar puterea produsă, de 200 ori. După alte cercetări întreprinse în Anglia un turbogenerator de 600 MW, cu înfășurarea de cîmp executată cu supraconductoare, ar putea avea un randament de peste 99% [25], [38].

6. Concluzii

Tendința modernă în excitația generatoarelor sincrone s-a îndreptat în ultimii ani spre folosirea pentru generatoarele de putere mare aproape în exclusivitate a mașinilor fără inele și cu redresoare rotative, precum și a excitației statice cu redresoare cu vapori de mercur, cu semiconductoare necomandate (diode cu siliciu) sau comandate (tiristoare și ignitroane). Este interesant totuși de arătat că unele mari firme constructoare, situate în avangarda cercetărilor și realizării excitației statice, au continuat cercetările și pentru găsirea unor soluții moderne și sigure pentru sistemele de excitație cu mașini rotative, pentru curenți pînă la 6 kA [32].

În prezent se află în faza de studiu și a încercărilor de laborator sistemele de excitație cu supraconductoare și cu tiristoare rotative.

Bibliografie

[1] *Penescu, C.* Automatica și telemecanica sistemelor energetice, vol, I. București, Editura Academiei, 1959, p. 348—580.

[2] * * * Formal und Tabellen Buch für Starkstromingenieurs. Erlangen, Siemens-Verlag, 1960, p. 528—545.

[3] * * * AEG Hilfsbuch. Essen. Verlag W. Girardet, 1961, p. 9/9—9/31.

[4] *Barkle Jr, J. E.* Excitation systems. Electrical transmission and distribution. Reference bock. East Pittsburgh, Copyright Westinghouse Electric Corporation, 1964, p. 195—232.

[5] *Dulder, A.* Reglage de tension des grands alternateurs. În: Revue BBC, nr. 8, 1963.

[6] *David, H.* și *Boulet, R.* Excitation et regulation de tension des alternateurs de centrales hydroelectriques. În: RGE, nr. 4, 1961.

[7] A. S. A. Definitions of electrical terms. Standard C 42—10—1957,

[8] *Bonfert, K.* Bedeutung und Kennzeichnung der Erregungsgeschwindigkeit von Erregeranordnungen. În: Elektrotechnische Zeitschrift (ETZ—A) **81**, Heft 7, 1960, p. 246—262.

[9] *Achenbach, H.* Verschiedene Arten der Erregung von Synchronmaschinen. În: Elektrizitätswirtschaft, Band, **62**, Heft 15, 1963, p. 577—590.

[10] *Hedström, S. E.* Spannungsregelung grosser Synchrongeneratoren. În: ASEA — Zeitschrift, nr. 2, 1957. p. 37—44.

[11] *Driest, E.* Erregeranordnung für Synchronmaschinen mit Amplydine-Spannungsregelung. În: AEG-Mitteilungen **47**, 1957, p. 125—128.

[12] *Corlățeanu, V.* Sisteme moderne de excitație și reglaj al tensiunii mașinilor sincrone. În: Electrotehnica, nr. 3, 1963, p. 81—86.

[13] *Harz, H.* Schnell-und Stosserregung von Synchronmaschinen über gleichrichter in Stromtransformatorschaltung. În: Elektrotechnische Zeitschrift **56**, 1935, p. 833—837.

[14] *Lutz, K.* Konstantspannungs-Synchrongeneratoren; Einteilung, Ausgleichsgeschwindigkeit, Spannungsgenauigkeit. În: E. und M. **78**, 1961, p. 144—151.

[15] *Ito, R., Kuwahars, S.* și *Murayama, Y.* Alternatos with static exciting equipment in Japan. Rapp. CIGRÉ 1962, nr. 134.

[16] *Heffermann, F.* și *Menstell, L.* Kompounderregung für Synchrongeneratoren. În: BBC-Nachrichten **44**, 1962, p. 334—339.

[17] *Hochstetter, W.* Transipol-Erregung für mittler Synchrongeneratoren. În: Siemens-Zeitschrift **36**, 1962, p. 236—237.

[18] *Achenbach, H.* Erregeranordnungen und Spannugsregelung von Rohrgeneratoren. În: Elektrizitätswirtschaft **62**, 1963, p. 108—113.

[19] *Achenbach, H,* Der Einsatz von Stromrichtern zur Erregung von Synchronmaschinen. În: Siemens-Zeitschrift **36**, 1962, p. 228—230.

[20] *Barret, Ph., Binois, J.* și *Enault, P.* L'excitation statique des grandes machines synchrones. Realisation actuelles et perspectives d'avenir. Rapp. CIGRÉ, nr. 139, 1964.

[21] *Achenbach, H.* Der Einsatz von Magnetverstärker-Spannungsreglern in Energieversorgungsanlagen. În: Siemens-Zeitschrift **34**, 1960, p. 629—640.

[22] *Modlinger, R.* Die selbsttätige Spannungsregelung von Synchrongeneratoren mittels gittergesteuerter gleichrichter. În: Elektrotechnische Zeitschrift, Ausg. A **75**, 1954, p. 273—278.

[23] *Reichmann, H.* și *Rogowsky, Y.* Stromrichtererregung für Drehstrom-Synchrongeneratoren. În: AEG-Mitteilungen **48**, 1958, Heft 11/12, p. 676—681.

[24] *Laurent, P.* și *Carpentier, P.* Raport on the activities of study Committee nr. 17 (a.c. generators). Rapp. CIGRÉ, 1962, nr. 158.

[25] *Wöhrle, G.* Erregeranordnungen für grosse Turbogeneratoren. În: Elektrizitätswirtschaft **66**, Heft 7, 1967, p. 152—164.

[26] *Juen, P.* Schleifring und Komutatorlose Erregeranordnung für Generatoren. În: Siemens Zeitschrift **36**, 1962, p. 234—235.

[27] *Dispaux, J.* Excitation des turboalternateurs de grande puissance au moyen de redresseurs tournants. Rapp. 117, CIGRÉ, 1962.

[28] *Whitney, E. C., Hoover, D. B.* şi *Bobo, P. O.* An electric utility brushless excitation system. În: Trans. AIEE **78**, part. III, 1960, p. 1 821—1 828.

[29] *Hoover, D. B.* New system for excitation. În: Power Engineering, 1961, p. 60—61.

[30] *Joly, J.* L'excitation des machines synchrones sans bagues ni bâlais. În: Revue Joumont-Schneider, nr. 1, 1965.

[31] *Merhof, W.* Die Burstenlose Erregung von Synchronmachinen durch rotierende Halbleiter Gleichrichter. În: BBC Mitteilungen **54**, nr. 9, 1967. p, 539—553.

[32] *Bölderl, P., Lambrecht, D.* şi *Sckerl, W.* Neue Entwicklungen für die Erregerstrom — Übertragung mit Schleifringen und Köhlebursten bei Turbogeneratoren. În: AEG Mitteilungen **56**, 1966, nr. 3, p. 177—183.

[33] A.E.G. Bürstenloses Erregersystem mit Drehstromerregermaschine und rotierende Gleichrichtern. System Rotaduct. În: AEG, E 14, mai 1966.

[34] *Nitschke, H. J.* şi *Zander, H.* Semipol, Stromrichterregung für Synchrongeneratoren. În: AEG Mitteilungen **36**, nr. 3, 1966, p. 194—200.

[35] *Dierman, H. W.* şi *Reimers, T. D.* Un groupe générateur de 1 000 MW; ses principales caractéristique, connexions aux rêseau et premiers résultats d'exploitation. Rapp. 314, CIGRÉ, 1966, p. 14.

[36] *Hotson, D. V.* Recents developements in Regulex excitation systems. Allis Chalmers Engineering Review, 4-th issue, 1965.

[37] *Finţescu, D.* Regulatoare automate de tensiune şi putere reactivă pentru hidrogeneratoare. În: Electrotehnica **12**, nr. 8, 1964, p. 305.

[38] *Kasowsky, E.* şi *Karzew, W. P.* Erregung von elektrischen Maschinen durch Supraleiter. În: Archiv für Energiewirtschaft **19**, 1965, p. 151—156.

[39] *Crary, S. B.* Power system stability, vol. **I** şi **II**. New York, John Wiley and Sons, 1955.

[40] *Jdanov, P. S.* Stabilitatea sistemelor electroenergetice. Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1953.

[41] *Ernst, D.* şi *Waldmann, H.* Polradwinkelregelung für Synchronmaschinen. În: Elektrizitätswirtschaft **64**, Heft 5, 1965, p. 121—127.

[42] *Easton, V., Fitzpatrick, I. A.* şi *Parton, K. S.* The performance of continously acting voltage regulators with additional rotor angle control. Rapp. 309, CIGRÉ. 1960.

[43] *Laurent, P.* şi *Carpentier, L.* Progress report of study committee nr. 17 (a.c. generators). Rapp. 147, CIGRÉ, 1966.

[44] *Rieger, F.* Kritische Betrachtung über Erregersysteme für grosse Turbogeneratoren. În: ETZ—A **87**, Heft 26, 1966, p. 952—955.

[45] *Föhse, W.* Erregermaschinenlose Hochspannungsgeneratoren. În: Elektrotechnische Zeitschrift, Ausgabe B, **12**, Heft 15, 1960, p. 366—368.

[46] *Caganov, I. L.* Mutatori electronici şi ionici. Bucureşti, Editura Energetică de Stat, 1953.

[47] *Dirr, R.* şi *Röthlein, B.* Transistor-Spannungsregler für Generatoren. În: Siemens Zeitschrift **36**, 1962, p. 238—240.

[48] *Urbanek, W.* Kompoundierte spannungsgeregelte Synchronmaschinen grosserer Leistung. În: AEG Mitteilungen **55**, Heft 7, 1965, p. 576—582.

[49] *Dinculescu, C., Bercovici, M., Lazăr, H., Pololea, E., Vintilescu, M.* şi *Zbârcea, R.* Studiul instalaţiilor moderne de reglaj a excitaţiei generatoarelor sincrone şi influenţa lor asupra funcţionării sistemului energetic. Comunicare I.P.B., 1967. Catedrele de centrale electrice şi de reţele electrice.

[50] *Kastilian, V. E., Glebov. I. A.* şi *Ghertenberg. G. P.* Efectivnosti bistrodeistvia sistem vozbujdenia i uslovia avtomaticeskova regulirovania napriajenia moşnih turboghencratorov. În: Elektricestvo, nr. 10, 1963.

[51] *Manolescu, R.* Studiul sistemelor de excitaţie al hidrogeneratoarelor de la UHE „Porţile de Fier". Comunicare I.P.A. — Bucureşti, 1966.

[52] *Hochstetter, W.* şi *Roesner, P.* Thyristor-Erregung von grossen Synchronmaschinen. În: ETZ—A **89**, Heft 6, 1968, p. 121—126.

[53] *Achenbach, H.* şi *Hirschberg, G.* Erregung von Synchronmaschinen über Tyristor-Stromrichter. În: Siemens Zeitschrift **39**, 1965, p, 258—261.

[54] *Kümpel, F.* Neuzeitliche Erregerleistungserzeugung fürgrosse Turbogeneratoren. În: Energie und Technik **18**, 1966, p. 171—174.

[55] *Schacher, R.* şi *Staber, J.* Comparaison du comportement de diferents systemes d'excitation pour de grands turbo-alternateurs, constitués des redresseurs au silicium commandés et non commandés. Rapp, **113**, CIGRÉ, 1966.

[56] *Hagemeier, H.* Kompoundierte Synchrongeneratoren im Leistungsbereich 0.5—400 kVA, În: Brown-Boveri Mitteilungen **54**, nr. 9, 1967, p. 565—570.

[57] *Apetrei, C., Bălă, C., Groza, L.* şi *Cantaragiu, G.* Critères pour le choix des paramètres des machines synchrones et du systeme d'excitation. Compte tenu des caracteristiques des reseaux electriques. Rapp. nr. 11—08, CIGRÉ, 1968.

[58] *Glebov, I. A. Dyatcenko, G. I.* ş.a. Dimensionnement de base et caracteristiques de service des grands turbo-alternateurs et de leurs systèmes d'excitation en U.R.S.S. Rapp. nr. 11—07, CIGRÉ 1968.

[59] *Robert, P.* s. a. Developpement des excitatrices avec diode tournante. Rapp. nr. 11—05, CIGRE, 1968.

[60] *Kimbark, E. W.* Power system stability, vol. **III**. New York, John Wiley § Sons, 1956, p. 137—213.

Intrat în redacţie la 29.IV.1968

Metodă de analiză a proceselor termice nestaționare în tiristoare

Andrei Silard * — București

CZ 621.382.2.017.7

Problema esențială a analizei regimului termic al tiristoarelor constă în determinarea legăturii funcționale între temperatura cristalului și puterea disipată, luîndu-se în considerare atît particularitățile constructive ale tiristoarelor și condițiile de răcire, cît și parametrii termici ai acestora [2], [8]. Stabilirea acestei legături funcționale permite evaluarea temperaturii maxime la care ajunge cristalul tiristorului, în cazul cînd se cunosc dinainte parametrii regimului de lucru.

În articol se expune o metodă de analiză cantitativă a proprietăților termodinamice ale tiristoarelor, legată de posibilitatea efectuării ulterioare a calculului regimului termic nestaționar, prin metode analitice, cu ajutorul teoriei sistemelor de impulsuri [9], [11], [12].

Baza experimentală a acestei lucrări o constituie determinările descrise în [2], în care s-au prezentat metode de determinare a parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică de tipul 2U101. Din analiza experiențelor descrise în [2] a rezultat un circuit echivalent al proceselor termice în tiristoarele de putere mică, pe baza căruia au fost deduse formule pentru determinarea temperaturii maxime a cristalului în regim de suprasarcină.

Metoda de analiză a proceselor termice nestaționare, prezentată în lucrarea de față, poate fi folosită nu numai în cazul tiristoarelor, ci și pentru transistoare și diode. Ca exemplu de aplicație directă a acestei metode este dat calculul regimului termic cvasistaționar al redresoarelor de putere.

I. Circuite echivalente pentru calculul proceselor termice în tiristoare

În regim termic nestaționar, puterea disipată în cristalul tiristorului se divide în două: o parte care duce la încălzirea cristalului și alta care se transmite prin elementele constructive ale tiristorului spre carcasa acestuia. Această ultimă componentă a puterii se divide și ea în două părți, una dintre acestea provocînd creșterea temperaturii în regiunea imediat alăturată cristalului, iar cea de-a doua parte se transmite în regiunea următoare ș.a.m.d.

Conform acestui raționament, pentru modelul termic al tiristorului de putere mică de tipul 2U101 (fig. 1), care ține seamă de construcția lui specifică [2], în cazul modificării în treaptă a puterii disipate P_0 [$P_0(t) = P_0$, cînd $t \geqslant 0$; $P_0(t) = 0$, cînd $t < 0$] și adoptării simplificărilor uzuale [2], [8], [9], bilanțul termic în sistemul cristal-mediu ambiant se poate scrie astfel:

$$\frac{P_0}{P} = C_b \frac{d\theta_1}{dt} + \frac{\theta_1}{R_b}; \quad (1)$$

$$\frac{\theta_1}{R_b} = C_c \frac{d\theta_2}{dt} + \frac{\theta_2}{R_c}; \quad (2)$$

$$\frac{\theta_2}{R_c} = C_a \frac{d\theta_3}{dt} + \frac{\theta_3}{R_a}, \quad (3)$$

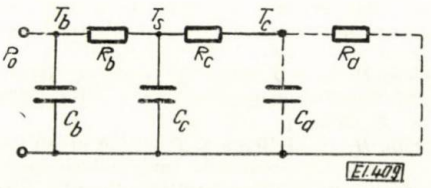


Fig. 1. Circuit echivalent al proceselor termice.

unde:

R_b este rezistența termică a cristalului;
R_c — rezistența termică a carcasei;
R_a — rezistența termică carcasă-mediu ambiant;
C_b — capacitatea termică a cristalului;
C_c — capacitatea termică a carcasei;
C_a — capacitatea termică convențională a mediului ambiant, definită prin relația (6);
$\theta_1 = T_b - T_s$;
$\theta_2 = T_s - T_c$;
$\theta_3 = T_c - T_a$;
T_b — temperatura cristalului (fig. 2);
T_s — temperatura părții interioare a carcasei (fig. 2);
T_c — temperatura părții exterioare a carcasei (fig. 2);
T_s — temperatura mediului ambiant (fig. 2).

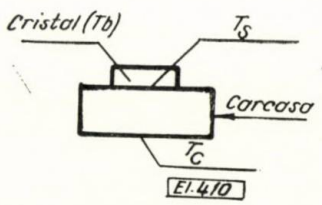


Fig. 2. Construcția schematică a tiristorului.

Dacă se adoptă notațiile din [2], atunci:

$$R_b \cdot C_b = \tau_b; \quad (4)$$

$$R_c \cdot C_c = \tau_c; \quad (5)$$

$$R_a \cdot C_a = \tau_a, \quad (6)$$

* Ing. *A. Silard* lucrează la I.C.P.E.

unde :

τ_b este constanta de relaxare termică a cristalului ;

τ_c — constanta de relaxare termică a carcasei (partea interioară) ;

τ_a — constanta de timp (de relaxare termică) a părții exterioare a carcasei, care determină timpul necesar pentru răcirea acesteia pînă la temperatura mediului ambiant T_a.

Folosind relațiile (4), (5) și (6), ecuațiile (1), (2) și (3) se pot transcrie sub formă operațională astfel :

$$\frac{P_0 \cdot R_b}{p} = \theta_1(p) \cdot (1 + p\,\tau_b); \qquad (1a)$$

$$\frac{\theta_1(p) \cdot R_c}{R_b} = \theta_2(p) \cdot (1 + p\,\tau_c); \qquad (2a)$$

$$\frac{\theta_2(p) \cdot R_a}{R_c} = \theta_3(p) \cdot (1 + p\,\tau_a). \qquad (3a)$$

Modelul matematic corespunzător ecuațiilor de încălzire (1*a*) (2*a*) și (3*a*) este prezentat în figura 3, în care θ_z reprezintă diferența de temperatură dintre cristalul tiristorului și mediul ambiant.

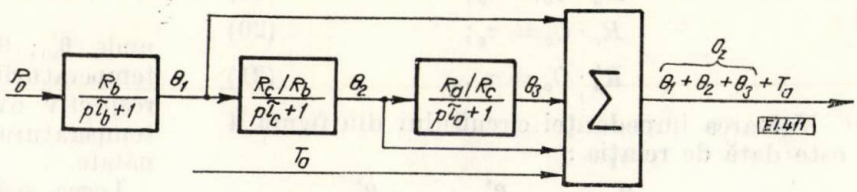


Fig. 3. Modelul matematic corespunzător ecuațiilor de încălzire.

Efectuînd în ecuația (1*a*) transformările inverse Laplace, se obține :

$$\theta_1 = P_0 R_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}). \qquad (7)$$

Introducînd valoarea lui $\theta_1(p)$ din (1*a*) în ecuația (2*a*), se obține rezolvarea acesteia sub forma :

$$\theta_2 = P_0 R_c \left[\frac{\tau_b}{\tau_b - \tau_c}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}) + \frac{\tau_c}{\tau_c - \tau_b}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})\right]. \qquad (8)$$

Folosind același procedeu pentru (3a), după efectuarea transformărilor inverse Laplace, se obține :

$$\theta_3 = P_0 R_a \frac{\tau_b^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}})}{(\tau_b - \tau_a)(\tau_b - \tau_c)} + \frac{\tau_c^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})}{(\tau_c - \tau_a)(\tau_c - \tau_b)} + \frac{\tau_a^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}})}{(\tau_a - \tau_b)(\tau_a - \tau_c)}. \qquad (9)$$

După cum se poate remarca din modelul matematic (fig. 3), diferența de temperatură dintre cristal și mediul ambiant este dată de relația :

$$\theta_z(t) = \theta_1(t) + \theta_2(t) + \theta_3(t) \qquad (10)$$

sau desfășurat :

$$\theta_z(t) = P_0 R_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}) + P_0 R_c \left[\frac{\tau_b}{\tau_b - \tau_c}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}) + \frac{\tau_c}{\tau_c - \tau_b}(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})\right] + P_0 R_a \left[\frac{\tau_b^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}})}{(\tau_b - \tau_a)(\tau_b - \tau_c)} + \frac{\tau_c^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}})}{(\tau_c - \tau_a)(\tau_c - \tau_b)} + \frac{\tau_a^2(1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}})}{(\tau_a - \tau_b)(\tau_a - \tau_c)}\right]. \qquad (11)$$

Sub această formă, ecuația (11) este incomodă pentru scopuri practice, dar ea poate fi restrînsă astfel :

$$\theta_z(t) = P_0 [R'_b (1 - e^{-\frac{t}{\tau_b}}) + R'_c (1 - e^{-\frac{t}{\tau_c}}) + R'_a (1 - e^{-\frac{t}{\tau_a}})], \qquad (12)$$

unde :

$$R'_b = R_b + \frac{R_c \cdot \tau_b}{\tau_b - \tau_c} + \frac{R_a \cdot \tau_b^2}{(\tau_b - \tau_a)(\tau_b - \tau_c)}; \qquad (13)$$

$$R'_c = \frac{R_c \cdot \tau_c}{\tau_c - \tau_b} + \frac{R_a \cdot \tau_c^2}{(\tau_c - \tau_a)(\tau_c - \tau_b)}; \qquad (14)$$

$$R'_a = \frac{R_a \cdot \tau_a^2}{(\tau_a - \tau_b)(\tau_a - \tau_c)}. \qquad (15)$$

R'_b, R'_c și R'_a sînt rezistențele termice raportate ale tiristorului, legate de parametrii reali ai acestuia prin relațiile (13), (14) și (15). În acest caz, ecuațiile inițiale de încălzire (1), (2) și (3) se pot prezenta sub forma :

$$\tau_b \frac{d\theta_1}{dt} + \theta_1 = P_0 R'_b; \qquad (16)$$

$$\tau_c \frac{d\theta_2}{dt} + \theta_2 = P_0 R'_c; \qquad (17)$$

$$\tau_a \frac{d\theta_3}{dt} + \theta_3 = P_0 R'_a, \tag{18}$$

care au soluțiile ecuațiilor (1), (2) și (3).

Ecuațiile (16), (17) și (18) permit trecerea la circuitul echivalent al proceselor termice

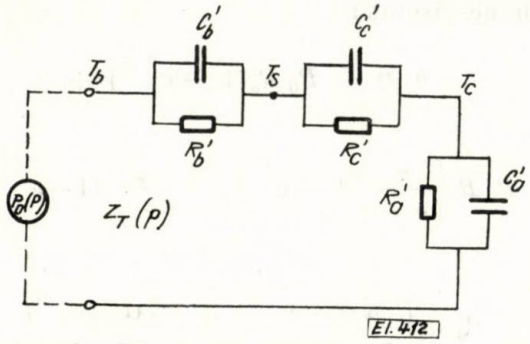


Fig. 4. Circuit echivalent al proceselor termice (circuit cu parametrii raportați).

în tiristoare reprezentat în figura 4. Legătura dintre R' și C' este dată de relațiile:

$$R'_b \cdot C'_b = \tau_b; \tag{19}$$

$$R'_c \cdot C'_c = \tau_c; \tag{20}$$

$$R'_a \cdot C'_a = \tau_a. \tag{21}$$

Valoarea impedanței circuitului din figura 4 este dată de relația:

$$Z_T(p) = \frac{R_b}{p\tau_b + 1} + \frac{R'_c}{p\tau_c + 1} + \frac{R'_a}{p\tau_a + 1}. \tag{22}$$

II. Determinarea cantitativă a parametrilor circuitului echivalent

Dacă se cunoaște legea după care are loc răcirea părților constructive ale tiristorului, în prealabil încălzite pînă la o valoare staționară a temperaturii, atunci valorile parametrilor circuitului echivalent din figura 4 se pot determina cantitativ [3], [8]. Mai precis, parametrii acestui circuit echivalent pot fi determinați cu ajutorul curbelor de răcire. Cunoscînd valorile numerice ale parametrilor circuitului echivalent, calculul regimului termic nu constituie o dificultate [2], [3], [8], [9], [12].

În [2], valorile parametrilor circuitului echivalent din figura 1 au fost determinate direct din experiențe. În continuare se va arăta calea de determinare a acestor parametri pe baza curbelor de răcire.

Analiza proceselor de răcire a părților constructive ale tiristorului se simplifică considerabil dacă se consideră egale constantele de încălzire (τ_H) și de răcire (τ_F), adică:

$$\tau_{bH} = \tau_{bF} = \tau_b; \tag{23}$$

$$\tau_{cH} = \tau_{cF} = \tau_c; \tag{24}$$

$$\tau_{aH} = \tau_{aF} = \tau_a. \tag{25}$$

Ecuațiile bilanțului termic în acest caz se pot deduce din ecuațiile (16), (17) și (18), egalînd cu zero membrul lor drept:

$$\tau_b \cdot \frac{d\theta'_1}{dt} + \theta'_1 = 0; \tag{26}$$

$$\tau_c \cdot \frac{d\theta'_2}{dt} + \theta_2 = 0; \tag{27}$$

$$\tau_a \cdot \frac{d\theta'_3}{dt} + \theta_3 = 0. \tag{28}$$

Soluțiile ecuațiilor sînt:

$$\theta'_1 = \theta'_{b0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_b}}; \tag{29}$$

$$\theta'_2 + \theta'_{c0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}}; \tag{30}$$

$$\theta'_3 = \theta'_{a0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_a}}, \tag{31}$$

unde θ'_{b0}, θ'_{c0}, θ'_{a0} sînt valorile staționare ale temperaturii cristalului, părților interioare și respectiv exterioare ale carcasei, raportate la temperatura regiunilor din imediata lor vecinătate.

Legea scăderii diferenței de temperatură θ_s dintre cristal și mediul ambiant este dată de relația:

$$\theta_s(t) = \theta'_1(t) + \theta'_2(t) + \theta'_3(t) =$$

$$= \theta'_{b0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_b}} + \theta'_{c0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_c}} + \theta'_{a0} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_a}}. \tag{32}$$

Circuitul echivalent pentru procesul de răcire este același ca cel din figura 4, dar fără sursa de putere P_0.

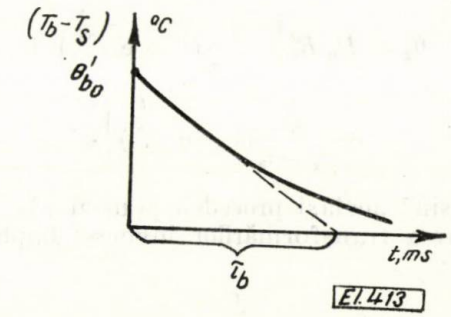


Fig. 5. Curbă de răcire.

Constantele de relaxare termică τ_b, τ_c și τ_a se determină cu ajutorul curbelor de răcire, conform procedeului arătat în figurile 5, 6 și 7. Cunoscînd valoarea lui P_0, rezistențele

termice raportate se pot calcula cu ajutorul relaţiilor :

$$R'_b = \frac{\theta'_{b0}}{P_0}; \quad (33)$$

$$R'_c = \frac{\theta'_{c0}}{P_0}; \quad (34)$$

$$R'_a = \frac{\theta'_{a0}}{P_0}. \quad (35)$$

Folosind relaţiile (19) (20), şi (21), se pot determina valorile capacităţilor raportate.

În continuare se determină rezistenţele termice reale din circuitul echivalent reprezentat în figura 1. În acest scop se folosesc ecuaţiile (13), (14) şi (15), iar apoi cu ajutorul formulelor (19), (20) şi (21) se calculează valorile capacităţilor C_b, C_c şi C_a.

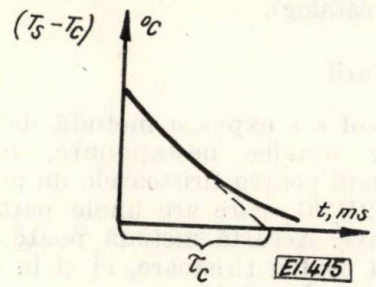


Fig. 6. Curbă de răcire.

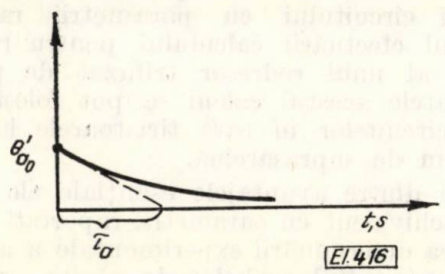


Fig. 7. Curbă de răcire.

Cunoscînd valorile parametrilor din circuitele echivalente, calculul oricărui regim termic nu constituie o dificultate.

III. Cu privire la regimul termic al redresoarelor de putere

În lucrarea [2] sînt prezentate formule pentru calculul temperaturii maxime atinse de cristalul tiristorului, în cazul cînd acesta lucrează în regim de suprasarcină. Aceste formule nu pot fi folosite în cazul tiristoarelor de putere, a căror construcţie diferă de cea a tiristoarelor de putere mică [2], [9]. Analiza care se efectuează porneşte tocmai de la necesitatea de generalizare a legăturii funcţionale dintre temperatura cristalului şi puterea disipată P_0, şi este independentă de influenţa particularităţilor constructive ale tiristoarelor.

După cum se ştie, pentru a asigura siguranţa funcţionării redresoarelor trifazate în punte, este necesară determinarea valorii maxim-

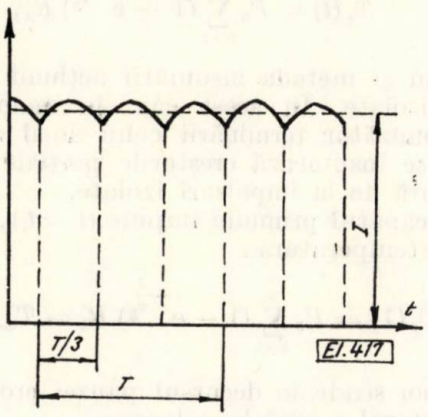


Fig. 8. Curentul la ieşirea redresorului.

admisibile a curentului în condiţiile specifice regimului de lucru. Temperatura cristalului la trecerea acestui curent nu trebuie să depăşească valoarea maximă $\theta_{z\,max}$, care se dă în catalog.

Forma curentului la ieşirea redresorului trifazat în punte este prezentată în figura 8. Dacă pulsaţiile curentului nu sînt pronunţate, atunci această formă a curentului se poate aproxima prin impulsuri dreptunghiulare, avînd o durată egală cu 1/3 T. Amplitudinea acestor impulsuri are valoarea curentului mediu I de la ieşirea redresorului (fig. 8). În acest caz, analiza regimului termic al redresoarelor de putere se reduce la investigarea proceselor termice cvasistaţionare în sistemul cristal-mediul ambiant.

În cazul considerat, asupra fiecărui tiristor acţionează un tren de impulsuri (fig. 9), avînd

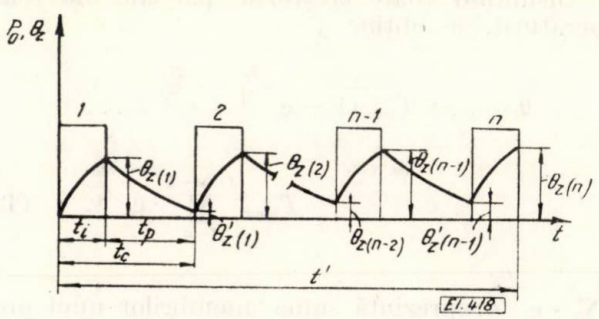


Fig. 9. Reacţia tiristorului la un tren de impulsuri.

perioada de repetiţie t_c. În decursul timpului $t_i = 1/3$ T în care acţionează impulsul, cristalul tiristorului se încălzeşte, iar apoi temperatura lui scade în timpul pauzei t_p. Diferenţa dintre temperatura cristalului şi cea a mediului ambiant creşte de la ciclu la ciclu, tinzînd la limită,

cînd numărul impulsurilor n tinde la infinit, către o valoare stabilizată.

Pentru analiza acestor procese se folosește expresia (12) generalizată:

$$\theta_z(t) = P_0 \sum_{k=1}^{z} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}}) R'_k, \qquad (36)$$

precum și metoda însumării acțiunii impulsurilor izolate. În acest caz, în momentul t', corespunzător terminării celui de-al n-lea impuls, se însumează creșterile parțiale de temperatură de la impulsuri izolate.

La capătul primului impuls ($t = t_i$), cristalul atinge temperatura:

$$\theta_z(1) = P_0 \sum_{k=1}^{z} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_k}}) R'_k = T'_{max}, \qquad (37)$$

iar apoi scade în decursul pauzei proporțional cu factorul e pînă la valoarea:

$$\theta'_z(1) = T'_{max} \cdot e^{-\frac{t' - t_i}{\tau_k}}. \qquad (38)$$

Creșterea temperaturii cristalului, determinată de cel de-al doilea impuls este dată de relația:

$$\theta'_z(2) = T'_{max} \cdot e^{-\frac{t' - (t_c + t_i)}{\tau_k}}. \qquad (39)$$

Pentru al $(n\text{-}1)$-lea impuls, creșterea temperaturii în momentul $t' - [(n-2)t_c + t_i]$ este:

$$\theta'_z(n-1) = T'_{max} \cdot e^{-\frac{t' - (n-2)t_c + t_i}{\tau_k}}. \qquad (40)$$

Al n-lea impuls aduce o creștere a temperaturii egală cu T'_{max}:

$$\theta'_{z(n)} = T'_{max}. \qquad (41)$$

Însumînd toate creșterile parțiale ale temperaturii, se obține:

$$\theta_{z(\Sigma n)} = T'_{max}(1 + e^{-\frac{t_c}{\tau_k}} + e^{-\frac{2t_c}{\tau_k}} + \ldots + e^{-\frac{(n-1)t_c}{\tau_k}}) = T'_{max} \sum_{f=0}^{f=n-1} \cdot e^{-\frac{f t_c}{\tau_k}}. \qquad (42)$$

$\sum_{f=0}^{n-1} \cdot e^{-\frac{f t_c}{\tau_k}}$ reprezintă suma membrilor unei progresii geometrice descrescătoare cu rația $e^{-\frac{t_c}{\tau_k}}$ și deci cînd n tinde la infinit, se obține:

$$\sum_{f=0}^{n-1} (e^{-\frac{t_c}{\tau_k}}) f = \frac{1}{1 - e^{-\frac{t_c}{\tau_k}}} \cdot \qquad (43)$$

Deci, creșterea maximă a temperaturii cristalului în cazul unui tren infinit de impulsuri se exprimă prin relația:

$$\theta_{z(\Sigma n)} = P_0 \sum_{k=1}^{z} \frac{(1 - e^{-\frac{t_i}{\tau_k}})}{(1 - e^{-\frac{t_c}{\tau_k}})} \cdot R'_k. \qquad (44)$$

Funcționarea sigură a redresorului este posibilă, dacă:

$$\theta_{z(\Sigma n)} \leqslant \theta_{z\,max}, \qquad (45)$$

unde $\theta_{z\,max}$ este diferența maximă admisibilă dintre temperatura cristalului și cea a mediului (dată în catalog).

IV. Concluzii

În articol s-a expus o metodă de analiză a proceselor termice nestaționare, folosită în cazul de față pentru tiristoarele de putere mică de tipul 2U101, care are unele particularități constructive. Această metodă poate fi folosită nu numai pentru tiristoare, ci și în cazul diodelor și transistoarelor.

În cadrul analizei efectuate s-a conturat posibilitatea și s-au pus bazele folosirii circuitului echivalent cu parametrii raportați (fig. 4) pentru calculul regimurilor termice ale tiristoarelor cu ajutorul teoriei sistemelor de impulsuri. De asemenea, s-a exemplificat posibilitatea folosirii circuitului cu parametrii raportați în cazul efectuării calculului pentru regimul termic al unui redresor trifazat de putere. Rezultatele acestui calcul se pot folosi și în cazul circuitelor în care tiristoarele lucrează în regim de suprasarcină.

Unul dintre avantajele esențiale ale circuitului echivalent cu parametrii raportați — posibilitatea determinării experimentale a acestora prin intermediul curbelor de răcire — permite în același timp și determinarea parametrilor termici reali ai tiristoarelor. În această lucrare s-au stabilit relațiile analitice dintre parametrii termici și cei raportați ai tiristoarelor.

Metoda de analiză folosită în lucrarea de față, care se bazează pe rezultatele studiului experimental al proceselor termice în tiristoarele de putere mică de tipul 2U101, permite efectuarea unui calcul analitic complet al regimurilor termice nestaționare în tiristoare, în orice condiții specifice de lucru ale acestora în redresoare.

Bibliografie

[1] *Stumpe, A. C.* Das thermische Verhalten von Thyristoren. În: Elektronik, vol. **16**, august 1967, p. 229—232.

[2] *Silard, A.* Determinarea parametrilor termici ai tiristoarelor de putere mică, În: Automatica și Electronica, nr. 1, 1968, p. 33—37.

[3] *Davidov, P. D.* Issledovanie teplovîh rejimov poluprovodnicovîh priborov metodom ecvivalentnîh shem. În : Izvestia VUZ, Priborostroienie, vol. **17**, nr. 5, 1954.

[4] *Strickland, P. R.* The Thermal Equivalent Circuit of a Transistor. În : IBM Journal, ianuarie 1959, p. 35—45.

[5] *Dulnev, G. N.* Teploobmen w radioelectronnîh ustroistvah. Moscova, Gosenergoizdat, 1963.

[6] *Popov, I. A.* Teplovîie proţessî v ploscostnîh poluprovodnicovîh triodah. În : Radiotehnika, vol. **15**. nr. 1. 1960, p. 72.

[7] *Şestakov, I. A.* K rasciotu maximalno dopustimoi dlia poluprovodnicovîh priborov moşcinosti impulsa pri rabote ih v rejime impulsnîh peregruzok, Sb. Poluprovodnicovîie priborî i ih primenenie, pod red. Fedotova, vîpusk 5. 1960.

[8] *Davidov, P. D.* Issledovaniie nestaţionarnîh teplovih rejimov kremnievîh vîpriamitelei i vîvod osnovnîh rasciotnîh sootnoşenii. Sb. Poluprovodnicovîie priborî i ih primenenie, pod. red. Fedotova. vîp. 13, 1965. p. 135—157,

[9] *Davidov, P. D.* K teorii injenernovo rasciota nestaţionarnîh teplovîh proţessov v moşcinîh poluprovodnicovîh priborah. În : Elektricestvo, nr. 4, 1966, p. 46—51.

[10] *Gutzwiller, F. M.* şi *Sylvan. T. P.* Power semiconductors rating under transient and intermittent loads. În : Comm. and Electronics, nr. 1, 1961.

[11] *Tipkin, I. Z.* Teoria lineinih impulsnih sistem. Moscova, Fizmaşghiz, 1963.

[12] *Davidov, P. D.* Rasciot teplovîh rejimov tiristorov, ispolzuemîh v schemah promîşlennoi electronikii. În : Elektricestvo, nr. 4, 1967, p. 58—66.

[13] *Haskovec, J., Lstiburek, E,* şi *Zika, J.* Tiristory. Praga, 1966.

[14] Silicon Controlled Rectifiers Manual, 2nd edition, Auburn, General Electric Co, 1961.

Intrat în redacţie la 8.II.1968

Problema clasificării materialelor electroizolante şi stadiul ei actual pe plan internaţional

Christiana Popescu şi Cecilia Lefter* — Bucureşti

CZ 621.315.6.002.4: 025.4 CEI

Se prezintă stadiul actual al mult discutatei probleme a clasificării materialelor electroizolante pe plan internaţional. Se detaşează, din discuţiile ce au loc în comitetele respective ale CEI, două căi esenţiale : clasificarea după aşa-numita „Enciclopedie" a materialelor electroizolante şi clasificarea bazată pe încercări şi folosind noţiuni noi, şi anume indicele termic şi, mai general, indicii de performanţă. Atît producătorii de astfel de materiale, cît şi constructorii de maşini şi aparate electrice din ţara noastră trebuie să fie preocupaţi de aceste moduri de clasificare, precum şi de modul de determinare şi interpretare a indicilor termici şi de performanţă, atît pentru evaluarea calităţii materialelor importate şi a celor fabricate în ţară, acestea din urmă destinate eventual exportului, cît şi pentru obţinerea de produse electrotehnice de calitate.

1. Introducere

1.1. Necesitatea clasificării materialelor electroizolante. Apariţia, după cel de-al doilea război mondial, a unui număr foarte mare de materiale electroizolante noi cu proprietăţi diverse şi a căror comportare nu putea fi cunoscută din exploatare, a făcut ca vechea clasificare şi împărţire în clase de izolaţie a materialelor electroizolante, după compoziţia lor chimică, să se dovedească insuficientă pentru alegerea, de către constructorul de maşini şi aparate electrice, a materialelor celor mai potrivite pentru o întrebuinţare dată.

Clasificarea materialelor electroizolante se impune astfel ca o problemă de primă importanţă pentru toţi cei ce le folosesc [1].

1.2. Moduri de clasificare. Ca orice clasificare cea a materialelor electroizolante poate avea la bază puncte de vedere foarte diferite. Astfel, aceste materiale se pot clasifica : după compoziţia chimică ; după domeniul lor de întrebuinţare ; după frecvenţa sau tensiunea la care sînt supuse în exploatare ; după anumite caracteristici, ca stabilitatea termică, starea finală etc.

Dacă pentru lucrările de informare generală se alege de preferinţă clasificarea după compoziţia chimică, pentru producătorii de aparatură de înaltă tensiune va fi indicată clasificarea materialelor îndeosebi după comportarea lor la tensiuni înalte etc. Fiecare metodă de clasificare are avantajele şi dezavantajele sale.

În prezent, au căpătat o importanţă deosebită în tehnică clasificarea după stabilitatea termică şi clasificarea după aşa-numita „Enciclopedie" [2].

2. Apariţia problemei clasificării materialelor electroizolante pe scară internaţională

Această problemă se ia în considerare, pentru prima dată în cadrul Comisiei Electrotehnice Internaţionale (CEI), la reuniunea de la Schweningen (1952), unde o comisie de experţi din CT 15 Materiale electroizolante şi subco-

* Ing. *Chr. Popescu* este profesor şi ing. *C. Lefter*, asistent la Institutul politehnic-Bucureşti.

mitetul 2C al CT 2 Maşini electrice este însărcinată cu studiul revizuirii publicaţiei CEI nr. 34 „Reguli pentru maşinile electrice" din 1935, încă în vigoare.

La următoarea Reuniune CEI (Opatija, 1953), în discuţiile CT 15 Experţi, se pune problema renunţării la clasificarea după compoziţia chimică şi S.U.A. propune stabilirea de metode de încercare care să permită aprecierea *stabilităţii termice* a materialelor electroizolante sau a sistemelor de izolaţie. Comitetul Electrotehnic Elveţian, considerînd că aplicarea propunerii americane este de lungă durată, propune ca în paralel cu lucrările acestuia să se adopte o nouă metodă de clasificare a acestor materiale, denumită de acest comitet *„Enciclopedia materialelor electroizolante"*, denumire considerată, chiar de autorii acestei clasificări, cam pretenţioasă, dar care a fost totuşi universal adoptată, probabil din cauza avantajului prezentat de o exprimare concisă.

Ambele propuneri menţionate au fost acceptate de CEI, iar la Reuniunea de la Philadelphia (1954) se înfiinţează în cadrul CT 15 două noi grupe de lucru: nr. 5 (grupa Enciclopedie) şi nr. 7 (grupa Stabilitate termică), care şi-au desfăşurat activitatea în mod rodnic pînă în 1961, la reorganizarea CT 15 [3].

Grupa nr. 5 şi-a propus să clasifice materialele în scopul de a uşura alegerea lor, iar grupa nr. 7, să indice inginerului electrician cum să aprecieze stabilitatea termică a materialelor pe care şi le-a ales.

Clasificarea propriu-zisă după stabilitatea termică a fost însă urmărită în continuare de subcomitetul 2C.

3. Tipuri de clasificare adoptate pe scară internaţională

3.1. Clasificarea după stabilitatea termică. Publicaţia CEI nr. 85. După această clasificare materialele se împart în clase de izolaţie, caracterizate prin anumite temperaturi de funcţionare maxime admisibile.

Publicaţia CEI nr. 34 [4] stabilea patru clase de izolaţie (*O*, *A*, *B*, *C*), iar publicaţia CEI nr. 85 [5] (1957) adaugă încă trei clase (*E*, *F*, *H*).

De la început, împărţirea în clase de izolaţie s-a făcut după compoziţia chimică, dar în publicaţia CEI nr. 85 apare o idee foarte importantă, şi anume că numai experienţa şi încercările recunoscute pot furniza baze pentru determinarea limitelor raţionale de temperatură. Se atrage de asemenea atenţia că listele de materiale cuprinse în anexele la această publicaţie nu trebuie considerate decît ca un îndreptar pentru alegerea materialelor. Aceasta întrucît numeroase materiale există în diferite variante cu stabilităţi termice diferite; stabilitatea termică a materialelor depinde şi de sistemul de izolaţie din care fac parte şi, în sfîrşit, considerarea materialelor într-o anumită clasă de izolaţie depinde şi de funcţiunea pe care materialul o va îndeplini în maşina sau aparatul respectiv.

3.2. Enciclopedia materialelor electroizolante. Scopul pe care şi-l propune „Enciclopedia" [2], [6] este de a ajuta pe constructorul de maşini şi aparate electrice să-şi aleagă într-un timp cît mai scurt materialele cele mai potrivite pentru o anumită utilizare.

Pentru aceasta, Enciclopedia clasifică materialele după starea finală a materialelor (gaz, lichid, solid), scopul final (înfăşurare, impregnare etc.), modul de prelucrare sau folosire (cu sau fără schimbarea proprietăţilor fizice şi chimice), particularităţi care influenţează întrebuinţarea (solvenţi, mase de umplere etc.), precum şi starea şi forma înaintea aplicării (mase fără forme, de formă definită etc.).

Enciclopedia cuprinde 40 grupe de materiale pentru fiecare grupă fiind redactată cîte o tabelă sinoptică prezentînd caracteristicile generale ale grupei, precum şi valorile caracteristicilor diferitelor tipuri de materiale ce intră în grupa respectivă, exprimate prin forma unor simboluri grafice. Tabelele permit o comparare rapidă a materialelor de aceeaşi stare şi formă finală şi deci o alegere rapidă a lor în funcţie de aplicaţia dorită.

4. Stadiul actual al problemei clasificării

4.1. Necesitatea revizuirii publicaţiei CEI nr. 85. Această publicaţie, a fost adoptată de mai toate ţările ca bază pentru standardele naţionale respective (la noi STAS 6247—60 [7]). S-a dovedit însă la timp scurt după apariţie, necesitatea reviziei ei.

De la modificări minore privind denumirea claselor de izolaţie [8] s-a trecut la problema revizuirii listelor spre a permite introducerea de materiale noi sau schimbarea clasei de izolaţie pentru unele materiale existente [9], [10] şi în sfîrşit la propuneri de revizuire generală [11]. Astfel de discuţii s-au purtat în cadrul subcomitetului 2C, apoi în cadrul CT 15 [12], [13], [14]; în prezent, Publicaţia CEI nr. 85 se consideră depăşită, nemaifiind aplicabilă [15].

La origine Publicaţia CEI nr. 85 a cuprins o clasificare a materialelor destinate izolaţiei maşinilor electrice în funcţie de stabilitatea termică în exploatare; a devenit însă de fapt o clasificare a maşinilor electrice în funcţie de materialele electroizolante folosite şi, mai mult decît atît, cîmpul ei de aplicaţie a fost extins la toate domeniile industriei electrotehnice, conducînd la o confuzie între clasificarea produselor (maşini şi aparate) şi cea a materialelor electroizolante.

Experienţa a arătat însă că o clasificare termică a unui produs bazată pe clasele de izolaţie ale materialelor electroizolante luate separat nu poate fi considerată ca sigură, dat fiind

compatibilitatea materialelor ce intră în sistemul de izolație, pe de o parte, și, pe de altă parte dată fiind funcția diferită pe care o poate avea materialul respectiv în produsul finit.

Deși Publicația CEI nr. 85 atrage atenția asupra anumitor principii ce stau la baza ei, totuși listele de materiale au dat adesea naștere la interpretări eronate.

Pentru înlăturarea neînțelegerilor se impune cu necesitate revizuirea acestei publicații.

4.2. Diferențierea metodelor de apreciere și a clasificării pentru materialele electroizolante și pentru schemele de izolație. Confuzia între clasele de izolație a materialelor electroizolante ca atare și a sistemelor de izolație a ocazionat discuții în cadrul CEI, propunîndu-se [16] în 1963 stabilirea a două procedee distincte pentru aprecierea stabilității termice a materialelor electroizolante, respectiv a sistemelor de izolație.

Metodele de apreciere a stabilității termice a materialelor electroizolante sînt necesară pentru a ajuta la alegerea materialelor ce vor compune schemele de izolație, pentru a procura datele tehnice care să permită folosirea optimă a materialelor, precum și pentru controlul calității materialelor.

Comportarea sistemelor de izolație nu poate fi apreciată din valorile stabilității termice a materialelor, ca atare, și este deci necesară elaborarea de metode care să permită aprecierea sistemelor de izolație. Aceasta întrucît, dacă pentru sistemele clasice de izolație constituite din materiale de mult cunoscute și utilizate, există o bogată experiență de exploatare, sistemele constituite din materiale noi, pentru care această experiență nu există, trebuie apreciate pe baza rezultatelor încercărilor executate conform unor metode universal acceptate.

Problema separării materialelor și combinațiilor simple de materiale (formate din 2—3 materiale, ca de exemplu sîrma emailată, pînza lăcuită etc.) de sistemele de izolație este dezbătută pe larg în cadrul CEI [17], [18], [19]. Recunoașterea că rezolvarea problemelor legate de clasificarea materialelor electroizolante și a sistemelor de izolație în funcție de stabilitatea termică în exploatare nu se poate face decît despărțind materialele de sistemele (schemele) de izolație a condus Comitetul de acțiune CEI la înființarea unui nou comitet tehnic CT 63 de scheme de izolație [20], comitetul CT 15 rămînînd să se ocupe de materialele electroizolante solide.

4.3. Clasificarea materialelor electroizolante și a combinațiilor simple. În urma discuțiilor purtate în cadrul CT 15 la Reuniunile de la Tel Aviv și Varșovia [12], [13] s-au conturat următoarele două propuneri:

Propunerea suedeză [15] consideră că numai pe bază de încercări se vor putea obține informațiile necesare alegerii corecte a materialelor electroizolante și că deci în recomandările CEI nu trebuie incluse decît metode de încercare, fără liste de materiale.

Propunerea elvețiană [15] prevede întocmirea unor recomandări care să includă tabele conținînd date asupra materialelor, precum și rezultate ale experienței din exploatare.

Concepția listelor de materiale este foarte controversată [21].

După îndelungate discuții, ambele propuneri au fost acceptate urmînd să se aștepte o confirmare a Comitetului de acțiune, la Londra, în septembrie 1968.

4.3.1. Propunerea suedeză. Încă din 1963 atît experții suedezi, cît și cei americani consideră că pentru aprecierea comportării la temperatură a materialelor electroizolante, în afara unor caracteristici termice a materialelor și a curbelor de variație cu temperatura a caracteristicilor electrice și neelectrice ale acestora, determinate prin încercări de scurtă durată, este esențial să se definească o nouă caracteristică, legată de efectul de *lungă durată* a temperaturii asupra materialelor electroizolante. Această caracteristică este indicele termic care va constitui un ghid pentru compararea materialelor în ce privește comportarea lor la influența combinată a temperaturii și duratei de funcționare. El nu trebuie să constituie un element de clasificare, deoarece în prezent o clasificare termică a materialelor nu are sens, ele utilizîndu-se în moduri foarte diverse în diferite scheme de izolație. Clasificarea termică este rezervată acestor sisteme și implicit mașinilor și aparatelor electrice.

Indicele termic urmează a fi determinat pe bază de încercări executate după metode standardizate.

Dacă se studiază variația diverselor proprietăți E ale unui material în funcție de timpul t, la diferite temperaturi θ, se pot trasa curbele $E = f(t, \theta)$. De la aceste curbe se poate trece la curba $t(\theta)$ pentru diverse procente de degradare referitoare la o anumită proprietate, alegîndu-se ca criteriu de sfîrșit de viață pentru această proprietate valoarea E_f. Curba $t(\theta)$ pentru $E = E_f$ este curba de durată de viață relativă la criteriul E_f.

Indicele termic θ_1 pentru fiecare proprietate E_1 este temperatura θ pentru care proprietatea respectivă este superioară sau egală cu E_f un timp t superior unei limite în prealabil fixate [22]. Relativ la metodele de determinare a indicelui termic, la alegerea duratei de viață pentru care se alege indicele termic (5 000 ore de exemplu [23]) și a procentului de scădere a valorii inițiale a proprietății studiate considerat ca sfîrșit de viață (de exemplu 25% [24]), discuțiile continuă [25], [26] [27]. Pe baza acestor discuții și a unor încercări executate în unele țări [22], este pe cale de redactare un document care urmează să înlocuiască Publi-

caţia CEI nr. 216 [28], apărută în 1966 ca urmare a lucrărilor fostei grupe de lucru nr. 7 din CT 15, publicaţie care avea drept scop stabilirea principiilor ce trebuie să stea la baza metodelor de încercare pentru aprecierea stabilităţii termice a materialelor electroizolante, fără a menţiona recentele hotărîri adoptate în ce priveşte stabilirea de indici termici. Noul document, bazat pe propunerea suedeză, urmează să fie prezentat la Reuniunea CEI de la Londra.

4.3.2. Propunerea elveţiană. Elveţia propune adoptarea clasificării din Enciclopedie, pe baza căreia propune întocmirea unui ghid care să cuprindă tabele sinoptice pe grupe de materiale, caracterizînd comportarea lor termică, care rezultă prea sumar din Enciclopedie.

Aceste noi tabele vor face trimiteri la tabelele Enciclopediei, pentru celelalte proprietăţi. În legătură cu comportarea termică a materialelor, noile tabele vor cuprinde date asupra conductivităţii termice, coeficientului de dilataţie termică etc., precum şi temperaturile maxime admisibile în exploatarea continuă sau de scurtă durată, rezultînd din experienţa dobîndită în exploatare. Tabelele vor fi informative şi vor putea fi completate cu indicii termici relativi la diferite caracteristici ale materialelor, cînd aceştia vor fi determinaţi. Ansamblul acestor tabele — ghidul menţionat — ar permite o primă alegere a materialelor electroizolante pentru o aplicaţie dată şi ar fi utile îndeosebi pentru ţări care nu posedă o experienţă suficientă şi nu au suficiente informaţii pentru alegerea materialelor. Ghidul ar putea fi întocmit într-un timp relativ scurt şi ar constitui o publicaţie CEI redactată de un nou subcomitet SC 15 D care va fi creat, în măsura avizului favorabil al Comitetului de Acţiune, la Reuniunea de la Londra.

Ca urmare la aceasta, din Publicaţia nr. 85 se vor putea înlătura listele de materiale, *ea putînd fi transformată într-o clasificare termică a maşinilor electrice.* Noua publicaţie nr. 85, revizuită de SC 2 C, se va referi la documentele elaborate de noul subcomitet SC 15 D, iar ghidul menţionat ar sta la baza alegerii de materiale electroizolante pentru toate comitetele specializate în diverse produse electrotehnice.

4.4. Clasificarea sistemelor de izolaţie; încercările funcţionale. Singura cale de apreciere a sistemelor de izolaţie recunoscută în prezent este aceea a încercărilor funcţionale [29], care constau în încercarea întregului sistem de izolaţie — ţinînd astfel seamă de compatibilitatea materialelor care îl compun, precum şi de funcţia îndeplinită de diversele componente în produsul finit — supunîndu-l ansamblului solicitărilor: termice, electrice, mecanice, climatice, specifice tipului de aplicaţii la care urmează a fi utilizat.

Noul CT 63 înfiinţat de CEI are de scop [30] stabilirea de recomandări generale cu privire la metodele de încercare funcţională pentru aprecierea sistemelor de izolaţie şi stabilirea de metode şi programe de încercări funcţionale pentru sisteme de izolaţie destinate unor anumite utilizări.

Încercările funcţionale se pot executa fie pe produse finite de dimensiuni mici sau cu durată de viaţă moderată, fie pe modele, pentru produse de dimensiuni mari sau durată de viaţă lungă (circa 20 ani). Alegerea modelului, naturii şi mărimii solicitărilor urmează să se facă de acord cu comitetele tehnice specializate.

CT 63 urmează să studieze şi modul de prelucrare a datelor rezultate din încercările funcţionale, legătura dintre durata de viaţă reală şi cea determinată prin încercări funcţionale accelerate, precum şi stabilirea unei clasificări a sistemelor de izolaţie.

4.5. Tendinţe de micşorare a rolului clasificării termice a materialelor electroizolante. Se recunoaşte în prezent că o clasificare exclusiv termică a materialelor electroizolante nu este posibilă.

Deşi, în adevăr, temperatura joacă un rol dintre cele mai importante în procesul de îmbătrînire a materialelor electroizolante, intervin în acest proces şi alţi factori care, în anumite condiţii, pot juca un rol tot atît de important.

Ca urmare la această idee, urmează să se atribuie materialelor şi anumiţi *indici de performanţă* [31], care să arate variaţia unei anumite proprietăţi a materialului în timp, în anumite condiţii de încercare. Indicele termic este unul dintre indicii de performanţă, cel mai discutat în prezent. Dar se pot introduce, pentru caracterizarea materialelor şi indici de descărcări parţiale, indici de iradiere etc. care să arate ce influenţă au aceşti factori, *în timp*, asupra diferitelor caracteristici ale materialelor. Astfel, pentru un anumit material se vor determina mai mulţi indici de descărcări parţiale sau de iradiere etc., după proprietatea considerată.

Nici pentru sistemele de izolaţie clasificarea termică nu a rămas pe locul ei de frunte. Se recunoaşte totuşi că pentru sistemele de izolaţie este cazul să se procedeze la o clasificare termică; dar cu prilejul înfiinţării noului CT 63 s-a stabilit ca titlul său să fie „Sisteme de izolaţie", lărgindu-i domeniul şi nelimitîndu-l la probleme de clasificare termică.

5. Importanţa clasificării materialelor electroizolante. Colaborarea constructorilor de maşini şi aparate electrice cu specialiştii în materiale electroizolante

În momentul de faţă problema clasificării materialelor electroizolante se află într-un impas. Clasificările acceptate pînă acum sînt înlăturate, iar pentru înlocuirea lor mai toţi specialiştii în domeniul materialelor izolante vorbesc doar de încercări, fie că este vorba de materiale, combinaţii simple sau sisteme. Singura clasificare propusă rămîne pentru moment tot „Enciclopedia", mult controversată, lucrările propuse de elveţieni nefiind încă definitiv acceptate.

Înseamnă aceasta că o clasificare a materialelor izolante nu mai este necesară?

O clasificare este necesară, căci deşi nu va elucida problema alegerii materialelor de către constructorii de produse electrotehnice pentru scopurile care îi interesează totuşi o va uşura.

Într-o clasificare de tipul „Enciclopediei", constructorul va găsi date relative la diferitele, caracteristici ale materialelor, indici termici şi chiar indici de performanţă. Toate aceste date prezintă, asupra datelor cuprinse în cataloagele fabricanţilor, avantajul unei perfecte imparţialităţi şi unei reprezentări mai complete a caracteristicilor diferitelor materiale.

Totuşi aceste date trebuie interpretate, deoarece nu există norme care să arate, de exemplu, ce valori numerice ale diferitelor caracteristici ale materialelor izolante sînt indicate pentru un anumit scop, ca izolaţia crestăturii, izolaţia conductoarelor sau a capetelor de bobină pentru ca maşina electrică respectivă să funcţioneze corespunzător un anumit timp, în condiţii anumite.

Clasificarea adoptată de „Enciclopedie" ni se pare o bază bună pentru o viitoare clasificare a materialelor izolante şi socotim că cele două propuneri ale Comitetelor Electrotehnice elveţian şi suedez nu sînt atît de opuse cît par a fi. Din contră, ele se completează foarte bine [32]. „Enciclopedia", completată cu date privind indicii termici şi apoi cu indicii de performanţă — ce se vor adăuga pe măsura determinării lor, pe bază de încercări — va pune la îndemîna constructorilor de maşini şi aparate electrice o unealtă de alegere rapidă şi judicioasă a materialelor izolante. O dată alegerea făcută, în dorinţa de a obţine construcţii optime, pentru a verifica justeţea alegerii făcute, constructorul va apela la încercări funcţionale ale sistemelor de izolaţie pe care le-a întocmit. Astfel de încercări vor fi executate eventual şi de către fabricanţii de materiale izolante, care pe baza acestora vor putea recomanda constructorilor nu numai materialele, ci şi anumite sisteme de izolaţie pentru aplicaţii diferite.

În legătură cu elaborarea de clasificări, atît pentru materialele electroizolante, cît şi pentru sisteme de izolaţie, rolul specialiştilor în domeniul materialelor izolante, deosebit de rolul fabricanţilor de materiale, cît şi de cel al producătorilor de maşini şi aparate electrice, devine deosebit de important.

6. Concluzii privind situaţia din ţara noastră

Situîndu-se pe poziţia unei ţări în plină dezvoltare în domeniul construcţiei de materiale izolante, ca şi de maşini şi aparate electrice, ţara noastră este interesată în mod deosebit de clasificarea materialelor electroizolante.

Fabricanţii de materiale au datoria nu numai de a produce materiale de calitate, dar şi de a pune la îndemîna constructorilor de produse electrotehnice date cît mai complete privind atît caracteristicile de scurtă durată, cît şi indicii de performanţă, pentru început indicii termici.

Constructorii de maşini şi aparate electrice trebuie de asemenea să se poată folosi cît mai bine de datele indicate în clasificările adoptate pe scară internaţională şi cele din prospectele fabricanţilor, şi să interpreteze cu pricepere indicii de performanţă, pentru a putea face o alegere cît mai potrivită a materialelor electroizolante, îndeosebi a celor din import.

În afară de aceasta, constructorii de maşini şi aparate trebuie să se hotărască a începe pe scară largă executarea de încercări funcţionale. Cicluri de astfel de încercări comparative ar trebui executate de mai multe fabrici, inclusiv de fabricile de materiale, precum şi de institutele de cercetări.

Asupra acestei probleme s-a atras atenţia încă de acum cîţiva ani în coloanele acestei reviste [29], deoarece încercările de materiale şi sisteme sînt singurele care pot conduce la elaborarea de construcţii optime. Tocmai din acest motiv, clasificările ce se vor adopta în viitor, atît pentru materiale, cît şi pentru sisteme de izolaţie se vor baza pe astfel de încercări.

Bibliografie

[1] *Popescu, Chr., Raicu, V.* şi *Lefter, C.* Standarde şi recomandări privind clasificarea materialelor electroizolante şi încercările funcţionale pentru determinarea comparativă a stabilităţii termice a acestora. În: Standardizarea, vol. **14**, nr. 6—7, 1962, p. 367—370.

[2] *Răduleţ, R., Lefter, C.* şi *Raicu, V.* Enciclopedia materialelor electroizolante. În: Electrotehnica, vol. **10**, nr. 1, 1962, p. 18—29.

[3] *Popescu, Chr.* şi *Lefter, C.* Activitatea de standardizare pe plan internaţional în domeniul materialelor electroizolante. În: Electrotehnica, vol. **13**, nr. 7, 1965, p. 258—264.

[4] * * * Règles pour les machines électriques. Publicaţia CEI nr. 34, 1930, revizuită în 1935.

[5] * * * Recommandations relatives à la classification des matières destinées a l'isolement des machines et appareils électriques en fonction de leur stabilité thermique en service. Publicaţia CEI nr. 85.

[6] * * * Encyclopédie des isolants électriques, édition provisoire. Zurich, A. G. Fachschriften Verlag, 1958.
[7] * * * Materiale electroizolante pentru maşini şi aparate electrice. Clasificarea în funcţie de stabilitatea termică. STAS 6247—60.
[8] * * * Note du secrétariat concernant la proposition australienne d'une révision des classes dans la Publication 85 de la CEI. Doc. 2 C (Suisse), 13 martie 1962.
[9] * * * Révision de la Publication 85 de la CEI. Doc. 2 C (France) 5, 5 A, nov 1962.
[10] * * * Observations du Comité français sur le document 2 C (Suisse) 7. Doc. 2 C (France) 7 feb 1964.
[11] * * * Révision de la Publication 85 de la CEI. Doc. 2 C (Suisse) 7 aug 1963.
[12] * * * Procès verbal de la Réunion CEI tenue à Tel Aviv du 3 au 11 octobre 1966. PV 991/CE, 15 ian 1967.
[13] * * * Unconfirmed minutes of the meeting held in Warsaw on 11th, 15th and 20th sept 1967, RM 1050/TC 15 oct 1967.
[14] * * * Proposition du Comité national Suisse relative, à l'organisation et au champ d'activité du CEI 5. Doc. 15 (Suisse), 31 apr 1966.
[15] * * * Projet. Classification thermique des matèriaux isolante électriques. Doc. 15 (Secr.) 74, iunie 1967.
[16] * * * Proposition concernant les caractéristique thermiques des matériaux isolants. Doc. 15 (Secr.) 54, nov 1963.
[17] * * * Recommandation pour la détermination de la tenue à la temperature des matériaux isolants. Doc. 15 (BC) 41, ian 1966.
[18] * * * Proposal from the Swedish National Committee regarding standardisation work on test procedures for insulation systems. Doc. 15 (Sweden), 20 aug 1964.
[19] * * * Proposal by the Swedish national Committee concerning classification of insulating materials and insulating systems. Doc. 15 (Sweden), 26 aug 1963.
[20] * * * Procès verbal de la Réunion tenue à Tel Aviv les 6 et le 14 oct 1966. Doc. PV 1001/CA, ian 1967.
[21] *Wohlfahrt, O.* Zur Wahl einer international zu normenden Konzeption für die Auswahl von Isoliermaterialien. În: Bull. ASE, vol. **58**, nr. 22, 1967, p. 944—1001.
[22] *Fallou, B.* Vieillissement thermique des matériaux isolants entrant dans la construction électrique. În: RGE, vol. **75**, nr. 1, 1966, p. 72—75 şi RGE, vol. **76**, nr. 1, 1967, p. 16, 20.
[23] * * * Projet. Guide pour la détermination des indices de tempèrature. Doc. 15 B (Secr.), 20 iul 1967.
[24] * * * Observations du Comité National Suisse sur le Doc. 15 (Secr.) 74. Doc. 15 (Suisse) 34, aug 1967.
[25] * * * Documents of the Finnish National Committee on Doc. 15 (Secr.) 74. Doc. 15 (Finl.) 13 sept 1967.
[26] * * * Observation du Comité National Français sur la Doc. 15 (Secr.) 74. Doc. 15 (France) 30 sept 1967.
[27] *Michel, K.* Prüfung und Beurteilung der thermischen Beständigkeit von elektrischen Isolierstoffen und Isolationen. În: Bull. ASE **57**, 1966, p. 16—26.
[28] * * * Guide pour la préparation des méthodes d'essai pour l'évaluation de la stabilité thermique des matériaux isolants électriques. Publicaţia CEI nr. 216.
[29] *Popescu, Chr., Raicu, V.* şi *Lefter, C.* Încercările funcţionale accelerate de durată de viaţă a materialelor electroizolante. În: Electrotehnica **10**, nr. 9, 1962, p. 454—462.
[30] * * * Proposed scope of TC 63, Doc. 63 (Secr.), 1 oct 1967.
[31] * * * Objectives of SC 15 B. Doc. 15 B. (Secr.), 9 martie 1967.
[32] * * * Comments of the USSR National Committee on Doc. 15 (Secr.) 74, D. 15 (U.R.S.S.), 30 nov 1967.

Intrat în redacţie la 19.VI.1968

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

Baie electrolitică pentru studiu pe model al prizelor de pămînt

Laurenţiu Goia şi Mircea Stănescu * — Bucureşti

CZ 621.317.727.001.57 : 621.316.991

1. Generalităţi

Cîmpul electric în jurul instalaţiilor de legare la pămînt este un cîmp armonic [1], potenţialul fiecărui punct satisfăcînd ecuaţia lui Laplace :

$$\Delta\varphi = \nabla^2\varphi = \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2\varphi}{\partial z^2} = 0.$$

Rezolvarea directă prin calcul a ecuaţiei lui Laplace, date fiind dimensiunile şi forma geometrică a electrozilor şi condiţiile la limită ce trebuie îndeplinite, este dificilă în majoritatea cazurilor practice.

Din acest motiv se preferă studierea cîmpului şi rezolvarea ecuaţiei cu ajutorul altor metode — aproximative — care oferă rezultate corespunzătoare din punct de vedere practic [1], [2], [3], [5].

Dintre metodele cunoscute pot fi menţionate :

— Metodele grafice (Lehmann) care nu oferă însă precizie suficientă [1].

— Metodele numerice bazate pe calculatoarele moderne — electronice — care permit o elaborare rapidă a datelor. Ele necesită traducerea problemei diferenţiale analizate în sistemul algebric, lucru ce se realizează mai greu.

— Metodele experimentale, care se bazează pe crearea unor cîmpuri model ale cîmpului de studiat.

Cîmpurile model pot fi de aceeaşi natură cu cel studiat (model prin similitudine) sau de natură diferită (cîmpuri prin analogie). Se impune ca cele două cîmpuri să satisfacă aceleaşi ecuaţii diferenţiale şi aceleaşi condiţii la limită.

Cîmpul model poate fi măsurat, iar concluziile trase cu privire la aceasta reprezintă rezultate valabile şi pentru cîmpul original. Pentru cazul prizelor de pămînt se preferă în general modelarea prin similitudine.

Similitudinea ca analogie electrică nu are loc între fenomene, ci între relaţiile matematice ale acestora [5]. Deoarece cîmpurile original şi model sînt electrice este necesar să se stabilească numai o similitudine a dimensiunilor geometrice.

Cel mai simplu model al cîmpului prizelor de pămînt este cel realizat în cuva electrolitică.

Deşi cuvele bidimensionale au unele avantaje privind precizia măsurărilor şi volumul montajului, în I.R.M.E. s-a construit o cuvă tridimensională, deoarece în general cîmpurile originare studiate nu au o simetrie în raport cu o axă sau cu un punct.

În afara domeniului său larg de utilizare avantajele oferite de montajul băii electrolitice sînt :

— simplitatea în construcţia modelului, care poate fi uşor adaptat oricăror condiţii ;

— uşurinţa şi precizia suficientă oferită de măsurări ;

— posibilitatea de a explora uşor oricare punct din zona prizei [1], [2], [3].

Cuva electrolitică mai poate oferi şi alte domenii de aplicare deosebit de variate, motiv pentru care construcţia ei se justifică cu prisosinţă.

2. Construcţia băii electrolitice

2.1. Principii de bază. Baia electrolitică realizată în I.R.M.E. are principiul de măsură ilustrat în figura 1. Cuva are forma emisferică. Pentru prize simetrice se pot adopta cuve de 1/4 sau 1/8 sferă. Dimensiunea maximă, diametrul emisferei, rezultă din precizia impusă măsurării şi dimensiunea maximă a prizei

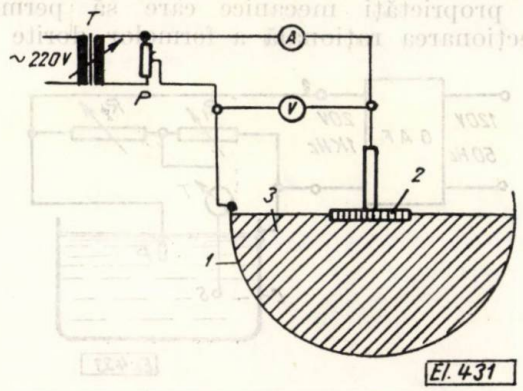


Fig. 1. Principiul băii electrolitice :
1 — cuva metalică ; *2* — modelul prizei de pămînt ; *T* — trafoseparare — regiabil ; *P* — potenţiometru ; *3* — electrolit-apă.

cercetate. În [2] este dată curba erorilor de măsură pentru diferite rapoarte între *a*, dimensiunea maximă a reţelei de priză şi *r* raza cuvei metalice (fig. 2).

Măsurările se realizează în ipoteza unei structuri omogene a solului, deci a unei conductibilităţi constante în electrolit.

* Ing. *L. Goia* este adjunct şef serviciu la Serviciul de staţii şi reţele din I.R.M.E., iar *M. Stănescu* este inginer la acelaşi serviciu.

Pentru electrolit se foloseşte apă obişnuită de conductă cu rezistenţa specifică medie ρ de circa 20—70 Ωm. În prealabil este indicat să se determine valoarea lui ρ cu ajutorul unor aparate speciale (conductometre), sau folosind metoda electrodului auxiliar.

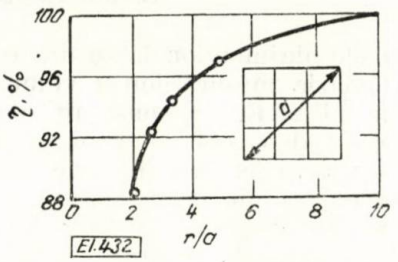


Fig. 2. Eroarea de măsură la cuva electrolitică :
– precizia măsurării ; r – raza cuvei ; a – diagonala prizei.

Metoda de măsură a potenţialului diferitelor puncte din vas poate fi cea a zeroului potenţiometric (fig. 3), sau cu voltmetrul (mai puţin precisă), care dă erori de 3—4%. Este preferabil ca voltmetrul să fie electrostatic sau electronic (pentru ca să nu deformeze cîmpul prin consumul propriu).

Alimentarea montajului se poate face la 50 Hz. Pentru evitarea polarizării în literatură se recomandă utilizarea frecvenţei audio (circa 1 Hz). În urma măsurărilor executate s-a tras concluzia că polarizarea nu are efecte importante la 50 Hz. În cazul utilizării metodei de nul cu cască telefonică, este necesar să se facă măsurarea la 1000 Hz.

Electrozii modelului trebuie să îndeplinească cîteva condiţii importante, dintre care se menţionează :

– proprietăţi mecanice care să permită confecţionarea raţională a formelor dorite –

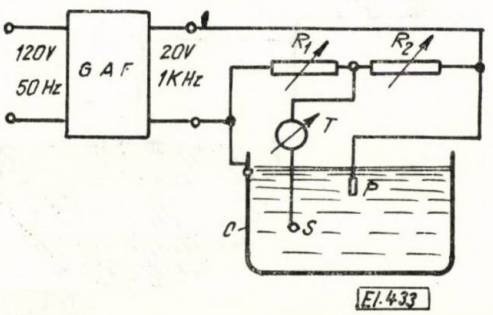


Fig. 3. Ridicarea potenţialului prin metoda de zero :
– cască telefonică ; C – cuvă ; GAF – generator audio frecvenţă.

legătura dintre elementele prizei trebuie făcută prin lipire sau sudură ;

– stabilitate chimică faţă de electrolit (rezistenţă la coroziune) ;

– tensiuni de polarizare mici, chiar la densităţi mari de curent ;

– conductibilitate bună.

Pentru confecţionarea modelelor se recomandă utilizarea sîrmei de argint. Greutatea cea mai mare la executarea modelului provine din modelarea diametrului.

Pentru ca rezultatele pe model să nu difere decît prin scară de cele obţinute pe original, parametrii modelului trebuie aleşi astfel încît să ţină seamă de factorii de scară (adimensionali) :

$$N_U = \frac{U}{U_M}; \; N_i = \frac{i}{i_M}; \; N_l = \frac{l}{l_M};$$

$$N_R = \frac{R}{R_M}; \; N_t = \frac{t}{t_M}; \; N_\omega = \frac{\omega}{\omega_M},$$

unde :

U este tensiunea ;
i – curentul ;
l – lungimea ;
R – rezistenţa ;
t – timpul ;
ω – frecvenţa circulară (pulsaţie).

Pentru ca scările respective să fie compatibile este necesar ca [7], [8] :

$$\frac{N_\omega N_t N_u}{N_i N_R} = 1; \; \frac{N_u}{N_i N_R} = 1; \; N_t N_\omega = 1. \quad (1)$$

Aceste relaţii se numesc criterii de similitudine.

Pentru cîmpul originar şi model, în tabela 1 [1], sînt date relaţiile de transformare ce pot servi la calcule.

2.2. Date constructive. Baia electrolitică se compune din următoarele părţi principale : cuva electrolitică ; suportul cuvei ; dispozitivele de fixare a prizelor şi de măsură ; instalaţia electrică.

a) Construirea cuvei electrolitice a avut la bază ideea construirii unui model de dimensiuni acceptabile experimentărilor în laborator, care să poată fi realizată din punct de vedere mecanic pentru scara de reprezentare şi gradul de precizie ales.

Potrivit celor arătate la punctul 2.1 s-a acceptat ca eroare maximă de modelare 5%. Din diagramă (fig. 2) rezultă, corespunzător acestei erori, un raport $\frac{r}{a} = 3{,}5$.

S-a ales ca extinderea maximă a modelului să fie $a = 150$ mm, ceea ce determină pentru contraelectrod (dimensiunea cuvei) o rază $r = 225$ mm.

Pentru acest motiv cuva electrolitică de formă emisferică a fost construită (din tablă groasă de 2 mm) cu un diametru interior de 1 050 mm.

Alegînd pentru reprezentarea unor prize tubulare cu diametrul de 50 mm sîrmă de argint (sîrmă de oţel nichelată) de 0,2 mm, rezultă

Tabela 1

Relaţii de similitudine în cuvă

Mărimea cîmpului originar		Mărimea cîmpului modelului		Relaţia de transformare	Notă
denumirea	definiţia	denumirea	definiţia		
Coordonate geometrice, ζ	$\zeta_i (i = 1; 2; 3)$	coordonate geometrice, x	$x_2 (i = 1.2. 3)$	$\zeta_1 = lx_1$	l — raport de similitudine geometrică l — constant originalul şi modelul sînt similare geometric
Potenţialul, Φ	Φ	potenţial electric, U	U	$\Phi = \varphi U$	Φ — scalar; liniile, suprafeţele, volumele echipotenţiale se transformă prin similitudine, φ — raportul dintre potenţialul originalului şi modelului
Parametrul mediului (conductanţă, permeabilitate etc.), τ	$\tau = \frac{Q}{P}$	conductivitate, K	$K = \frac{G}{E}$	$\tau = \frac{K}{l}\lambda$ *	λ — raportul între rezistenţa electrică a modelului şi mărimea corespunzătoare a originalului
Gradient, P	$\overline{P} = -\operatorname{grad}\Phi$	intensitatea cîmpului electric, E	$\overline{E} = -\operatorname{grad} U$	$P = \frac{\varphi}{l}E = \frac{\varphi}{l}\frac{G}{K}$	
Densitate de flux, Q	$\overline{Q} = \tau \cdot P$	densitate de curent, G	$\overline{G} = K\,E$	$\overline{Q} = \frac{\lambda\varphi}{l^2}\overline{G} = \frac{\tau\varphi}{l}\overline{E}$	ultima relaţie serveşte mai bine pentru a obţine $\overline{Q}$ — (în electrolit se măsoară E)
Divergenţa, π	$\pi = \operatorname{div} Q$	densitatea volumetrică de curent, μ	$\mu = \operatorname{div} G$	$\pi = \frac{\lambda\varphi}{l^3}\cdot\mu$	în mod analog: $\operatorname{div} P = \frac{\lambda\varphi\mu}{\tau l^3}$
Fluxul, Ψ	$\Psi = \iint_\Omega \overline{Q}d\Omega$	curentul electric, I	$I = \iint_s \overline{G}d\overline{s}$	$\Psi = \lambda\varphi I$	în mod analog: $\Psi = \tau\varphi l$

* In general sînt suficiente relaţii de simplă proporţionalitate în care coeficienţii independenţi sînt trei:
1 — raportul de similitudine geometrică l sau m; *2* — raportul dintre potenţialele originalului şi modelului φ; *3* — raportul dintre rezistenţa modelului şi mărimea corespondentă a originalului λ:

$$\lambda = \frac{R^m}{R^0} = \frac{1}{K}\cdot\frac{L^m}{S^m}\cdot\tau\frac{S^0}{l^0} = \frac{\tau}{K}l; \quad \tau = \frac{K}{l}\lambda.$$

scara de modelare a băii electrolitice; $m = \frac{50}{0{,}2} = 250$.

Faţă de extinderea maximă a modelului $a = 150$ mm există posibilitatea reprezentării unei prize de pămînt sub forma unei reţele buclate pătrate, cu latura de maximum 100 mm. În aceste condiţii se realizează modelarea unei prize, de aceeaşi formă, cu distanţă între electrozi de $100 \cdot 250 = 25\,000$ mm $= 25$ m, ceea ce reprezintă o distanţă suficientă pentru prizele cercetate.

Din scara de reprezentare stabilită ($m = 250$) rezultă şi lungimea de reprezentare a electrozilor.

Astfel un electrod de lungime $h = 3$ m va fi reprezentat printr-o vergea de $h' = \frac{3\,000}{250} = 12$ mm.

b) Suportul cuvei este metalic, construit din fier cornier de diferite dimensiuni, astfel ca el să poată susţine greutatea proprie a cuvei, plus cea a electrolitului (circa 380 kg).

În afară de această cerinţă el dă posibilitatea ca să se fixeze un furtun la robinetul de evacuare a electrolitului, montat pe fundul băii electrolitice.

Pentru a uşura transportul, cele două piese (cuva şi suportul) pot fi uşor separate, nefiind fixate între ele prin sudură sau şuruburi.

c) Dispozitivele de fixare a prizelor şi de măsură sînt alcătuite dintr-o serie de reglete gradate şi cursoare, cu ajutorul cărora se poate fixa şi deplasa într-un plan orizontal, atît modelul prizei, cît şi sonda pentru culegerea potenţialelor.

Sonda are în acelaşi timp posibilitatea de deplasare pe verticală în adîncimea electrolitului.

Aceste dispozitive constituie partea cea mai delicată a băii electrolitice, datorită greutăţii de realizare din punct de vedere mecanic, precizia în stabilirea dimensiunilor geometrice jucînd un rol deosebit la scara aleasă.

d) Instalaţia electrică a fost în principiu descrisă la punctul 2.1, ca fiind în funcţie de sistemul de măsură ales.

Baia electrolitică este reprezentată într-o vedere de ansamblu în figura 4.

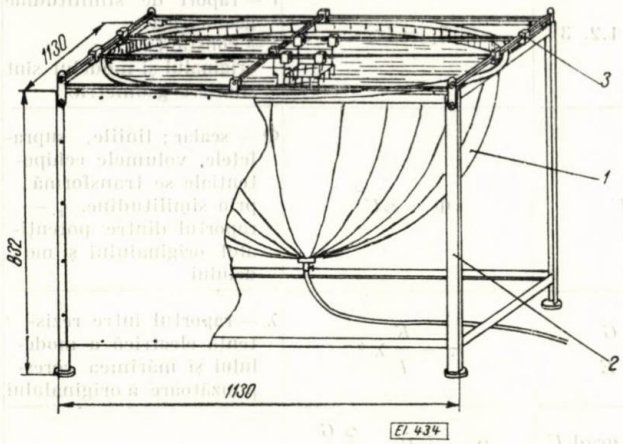


Fig. 4. Vedere de ansamblu a cuvei electrolitice:
1 – baia electrolitică; *2* – suportul băii; *3* – dispozitive de măsură şi fixare a prizelor.

3. Utilizarea băii electrolitice

Cu ajutorul cuvei se poate realiza:

— măsurarea rezistenţei de dispersie a prizelor de diferite configuraţii;

— determinarea cîmpului electric în preajma prizei şi reprezentarea imaginii sale;

— determinarea coeficienţilor de influenţă a electrozilor;

— determinarea tensiunilor de atingere şi de pas în apropierea instalaţiei de prize;

— soluţionarea optimă a construcţiei instalaţiilor de legare la pămînt.

Pînă în momentul de faţă nu s-au făcut în ţara noastră proiecte de prize de pămînt, pe baza unor criterii de optim. Cu ajutorul cuvei electrolitice s-au putut stabili principiile ce trebuie să stea la baza soluţionării problemei în acest mod, conform tendinţelor moderne pe plan mondial.

Pentru rezolvarea acestei probleme s-au făcut măsurări a tensiunilor la prize de diferite configuraţii montate la diferite adîncimi în sol.

Conform unor cercetări moderne [4], cuva electrolitică poate fi aplicată cu succes şi la cercetarea prizelor de pămînt construite în straturi neomogene.

★

În afara destinaţiei sale de bază pentru care a fost construită baia electrolitică poate servi la soluţionarea altor probleme legate de cîmpurile armonice ca:

— solicitările izolaţiei liniilor subterane şi a izolatoarelor liniilor aeriene;

— comportarea în exploatare a izolaţiilor maşinilor şi aparatelor de înaltă tensiune (unde de impuls, frecvenţă industrială);

— studiul cîmpului de întrerupătoare la poziţia deschisă şi arcul stins;

— studiul circuitelor magnetice — flux de dispersie, reactanţe, reluctanţe;

— studiul ecranărilor electrostatice;

— studiul cîmpurilor neelectrice (termice etc.).

4. Rezultate experimentale

Experimentările realizate cu ajutorul cuvei electrolitice au fost următoarele:

— verificarea practică a metodei;

— determinarea erorilor băii electrolitice;

— determinarea coeficienţilor de ecranare;

— determinarea variaţiei rezistivităţii electrolitului cu temperatura;

— determinarea distribuţiei potenţialului în jurul prizelor;

— stabilirea tensiunilor de atingere şi de pas.

Rezultatele experimentale obţinute la măsurări sînt indicate în tabela 2 şi în figurile anexate.

Metoda s-a verificat practic prin comparaţia între datele obţinute experimental în cuvă şi cele obţinute cu alte metode.

În tabela 2 se indică valorile rezistivităţii determinate în cuvă cu metoda electrodului auxiliar şi cele determinate cu conductometrul (raportate la aceeaşi temperatură de 10°C). Se vede că eroarea maximă nu depăşeşte în limita frecvenţelor de la 50 la 1 000 Hz valoarea de 2,5%.

În cazul metodei electrodului auxiliar, s-a determinat rezistivitatea soluţiei ρ cu ajutorul relaţiei (după [11], [12]):

$$R = \frac{\rho}{2\pi h} \ln \frac{4h}{d},$$

Tabela 2

Nr. crt.	h, mm	f, Hz	$R_{med.}$ Ω	ρ *cuvă.* Ωm	ρ conductometru, Ωm	ε %
1	30	50–1 000	552	25,8	25,4	1,6
2	35	50–1 000	502	25,6		0,8
3	40	50–1 000	445	25,6		0,8
4	50	50–1 000	383	26,0		2,4

unde:

d este diametrul electrodului;

h — adîncimea de scufundare (plantare) a electrodului vertical;

R — rezistenţa de dispersie a electrodului.

Pentru a sesiza influenţa frecvenţei de măsurare asupra rezistenţei prizelor, s-au ridicat curbele din figurile 5 şi 6. S-a definit eroarea de frecvenţă prin :

$$\varepsilon = \frac{R_{50} - R_{1000}}{R_{50}} \cdot 100,$$

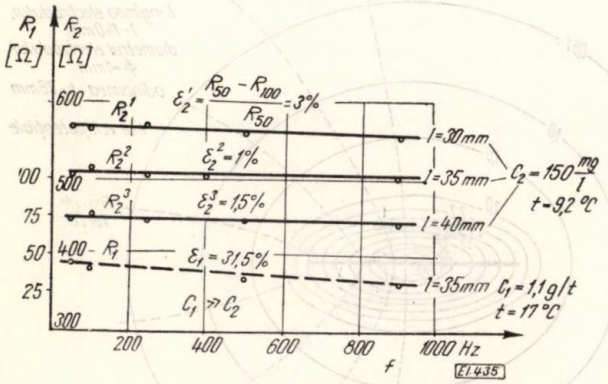


Fig. 5. Variaţia rezistenţei cu frecvenţa la două concentraţii de electrolit C_1 şi C_2.

unde R_{50}, respectiv R_{1000} sînt rezistenţele la 50 şi 1 000 Hz.

Pentru concentraţia electrolitului C_1 = 1,1 g/l — corespunzînd unei rezistivităţi a soluţiei de circa 3 Ωm, eroarea de frecvenţă, explicată prin apariţia polarizării la 50 Hz, este ε_1 = 31,5%. Pentru apa obişnuită de conductă, cu o concentraţie de circa 150 mg/l corespunzînd unei rezistivităţi de circa 25 Ωm, eroarea de frecvenţă este ε_2^{max} = 3%. Abaterile valorilor rezistenţei unei prize prin modificarea frecvenţei între 50 şi 1 000 Hz se pot observa în figura 6. În domeniul de temperatură între 10 şi 22°C abaterea maximă de frecvenţă nu depăşeşte 1,5%.

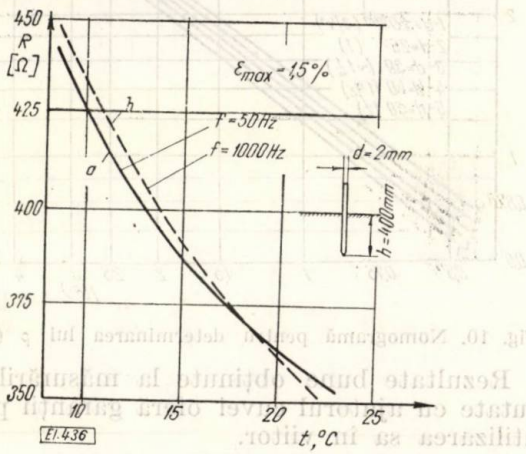


Fig. 6. Variaţia rezistenţei cu temperatura la 50 Hz şi 1 000 Hz.

Erorile de frecvenţă ale cuvei indicate în figurile 5 şi 6 depind deci de concentraţia electrolitului. Pentru concentraţii mari ale electrolitului, eroarea de frecvenţă devine grosolană (fig. 5). În acest caz se recomandă efectuarea măsurărilor în apă de conductă (care are concentraţia de săruri scăzută). Astfel polarizarea nu are efect negativ asupra măsurărilor.

Coeficienţii de ecranare (utilizare) a electrozilor determinaţi experimental în cuvă

Tabela 3

Nr. crt.	Raportul dintre distanţa dintre electrozi şi lungimea electrozilor	Numărul electrozilor, n	Coeficienţi de utilizare experimentali, Cu	Coeficienţi de utilizare conform [10], Cu
1	1	2	0,825	0,84—0,87
2	2	2	0,896	0.90—0,92
3	3	2	0,91	0,93—0,95
4	4	2	0,933	—
5	1	3	0·772	0,76—0,80
6	2	3	0,86	0,85—0,88
7	3	3	0,906	0,90—0,92
8	1	4	0,706	0,70—0,74
9	2	4	0,822	0,82—0,86
10	3	4	0,862	0,86—0,90

(tabela 3) corespund cu cei calculaţi în [10] (eroarea maximă este de circa 2%). În general coeficienţii experimentali sînt la limita inferioară a celor determinaţi prin calcul (fig. 7).

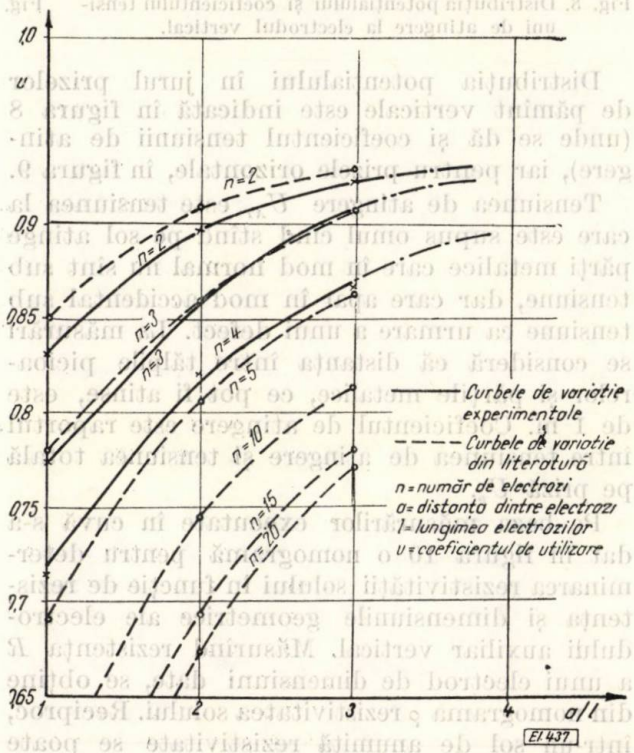


Fig. 7. Variaţia coeficientului de utilizare. Electrozi verticali în linie.

Variaţia rezistenţei electrozilor cu temperatura electrolitului este indicată în figura 6. Se observă că rezistenţa scade cu creşterea temperaturii. Se impune ca la măsurări executate la temperaturi diferite a electrolitului să

se introducă o corecţie de temperatură. În domeniul de temperatură între 10 şi 20°C se poate utiliza corecţia: $R_t = R_{t_0}[1 + 0{,}017(t_0 - t)]$. Ea rezultă prin aproximare curbei *a* din figura 6 cu o dreaptă.

rite naturi, guvernate de legile generale ale cîmpurilor armonice.

Ea oferă domenii de aplicare deosebit de variate şi poate fi larg utilizată în proiectare şi cercetare.

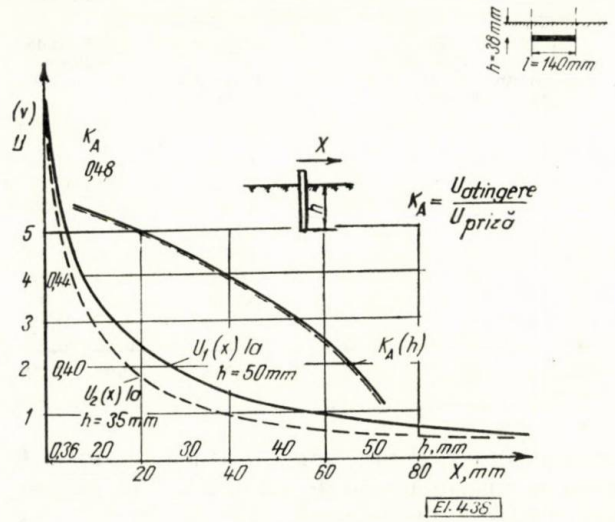


Fig. 8. Distribuţia potenţialului şi coeficientului tensiuni de atingere la electrodul vertical.

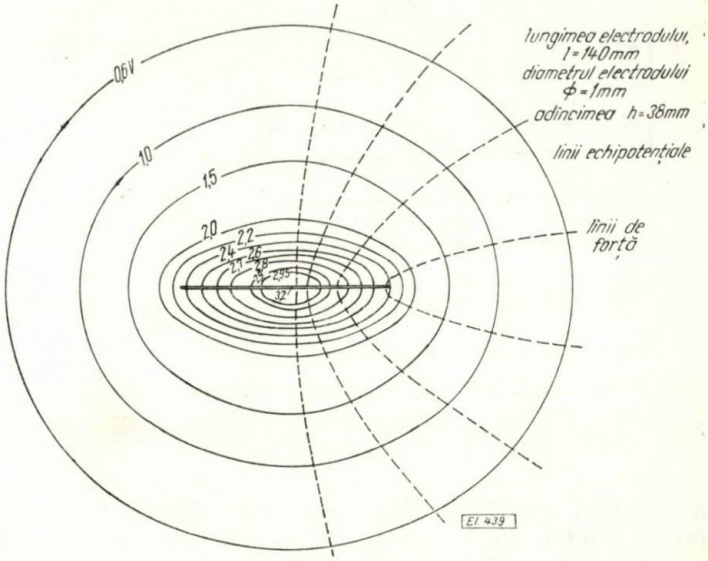


Fig. 9. Repartiţia potenţialelor la suprafaţa lichidului în cazul electrodului orizontal.

Distribuţia potenţialului în jurul prizelor de pămînt verticale este indicată în figura 8 (unde se dă şi coeficientul tensiunii de atingere), iar pentru prizele orizontale, în figura 9.

Tensiunea de atingere U_{AT} este tensiunea la care este supus omul cînd stînd pe sol atinge părţi metalice care în mod normal nu sînt sub tensiune, dar care apar în mod accidental sub tensiune ca urmare a unui defect. La măsurări se consideră că distanţa între tălpile picioarelor şi părţile metalice, ce pot fi atinse, este de 1 m. Coeficientul de atingere este raportul între tensiunea de atingere şi tensiunea totală pe priză U_p.

Pe baza măsurărilor executate în cuvă s-a dat în figura 10 o nomogramă pentru determinarea rezistivităţii solului în funcţie de rezistenţa şi dimensiunile geometrice ale electrodului auxiliar vertical. Măsurînd rezistenţa R a unui electrod de dimensiuni date, se obţine din nomograma ρ rezistivitatea solului. Reciproc, într-un sol de anumită rezistivitate se poate stabili lungimea electrodului necesar pentru a obţine o priză de pămînt de rezistenţă dată.

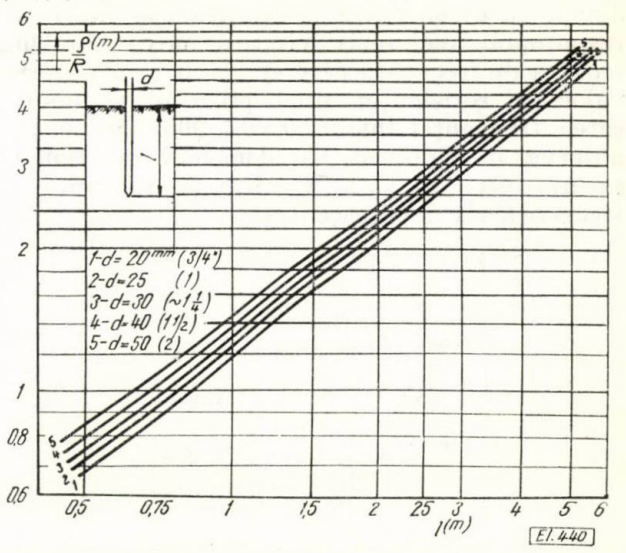


Fig. 10. Nomogramă pentru determinarea lui ρ (*l. d. R,*)

5 Concluzii

Cuva electrolitică este un auxiliar preţios în cercetarea prin metoda similitudinii a prizelor de pămînt şi a altor fenomene de diferite naturi, guvernate de legile generale ale cîmpurilor armonice.

Rezultate bune obţinute la măsurările executate cu ajutorul cuvei oferă garanţii privind utilizarea sa în viitor.

Bibliografie

[1] *Cataliotti, V.* şi *Cecconi, V.* Una vasca elettrolitica di grandi dimensioni. În: L'Energia Elettrica **43**, nr. 4, 1966, p. 233–237.

[2] *Jurke, M.* Bestimmung des Ausbreitungswiderstands ausgedehnter Erderanordungen mit Hilfe des elektrolytischen Trogs. În: Elektrie **20**, nr. 9, 1966, p. 356–359.

[3] *Raba, H.H.* Metodika isledovania zazemliteli v electroliticeskoi vanne. În: Promîşlennaia energetica **21**, nr. 6, 1966. p. 27—32.

[4] *Raba, H.H.* Primenenie electroliticeskih vann polusfericeskoi formî dlia modelirovanie zazemlitelei v dvuhsloinom grunte. În: Promîşlennaia energetica **22**, nr, 4, 1967, p. 36—40.

[5] *Şerbănescu, B.* Determinarea cîmpurilor electrostatice în transformatoare cu ajutorul băii electrolitice. În: Electrotehnica **8**, nr. 8. 1960, p. 286—293.

[6] *Faletti, Rossignoni, Maleman.* Alcuni resulti del studio sul modelli de gli instalationi di misa a la terra (Unele rezultate ale cercetării pe modele a prizelor de pămînt). În: L'Energia electrica **33**, nr. 12, 1955, p. 560—565; **25**, nr. 5, mai 1951, p. 441—475.

[7] *Eigenson, V.* Modelirovanie. Moscova, GEI, 1952.

[8] *Venikov, V.A.* Teoria podobia i modelirovanie. Moscova, Vîşşaia şkola, 1966.

[9] xxx Die Metrologischen Grundlagen der Modellversuche von Erdungsanlagen (Bazele metrologice ale studiului pe model a prizelor de pămînt). În: ETZ **75**. nr. 17, 1954, p, 557—559.

[10] *Naifeld, N.P.* Zazemlenia i zaşcitnîe merî bezopagnosti. Moscova, Energhia, 1965.

[11] Instalaţii electrice pînă la 1 000 V. Instalaţii de protecţie prin legare la pămînt, STAS 6119—59.

[12] *Goia, L.* Metode moderne de determinare a rezistivităţii straturilor de sol. În: Energetica **16**, nr. 5, 1968, p, 215—225,

Intrat în redacţie la 25.III.1968

RECENZII

CZ 621.34.001.12: 62—83

V.I. Benerman şi N.N. Levţki. **Proiectarea instalaţiei electrice din întreprinderile industriale** (Proektirovanie silovogo electrooborudovania promîşlenîh predpriatia). Leningrad, Editura Energia, 1967.

Pe cuprinsul a zece capitole se tratează o serie de aspecte privind proiectarea aparatajului electric şi a celorlalte elemente componente ale unor tipuri de reţele electrice din întreprinderile industriale.

Primul capitol se referă la condiţiile ce se pun în cazul pregătirii lucrărilor pentru începerea proiectării diferitelor tipuri de aparate şi maşini electrice folosite în cadrul întreprinderilor consumatoare de energie electrică. Se fac precizări asupra gosturilor care reglementează folosirea materialelor pentru maşini şi aparate pentru nivelele de tensiuni folosite la consumator. După ce se fac consideraţii asupra condiţiilor de exploatare se arată modul de comparare a soluţiilor pe baza criteriului cheltuielilor totale anuale, determinîndu-se atît investiţiile, cît şi cheltuielile de exploatare a aparatajului electric. Sînt reproduse planşe care arată modul de aşezare a diverselor tipuri de aparate şi maşini şi traseele conductoarelor electrice de alimentare cu energie electrică.

Capitolul al doilea se referă la consumatori. După o clasificaţie relativ simplă şi completă se fac consideraţii privind proiectarea motoarelor bateriilor de acumulatoare şi a transformatoarelor electrice.

Pentru aparatele şi maşinile electrice întîlnite în cadrul întreprinderilor industriale se dau o serie de date care înlesnesc dimensionarea lor.

Alegerea motoarelor electrice se tratează în capitolul al treilea. Se precizează condiţiile impuse la alegerea motoarelor şi se aduc în discuţie aspectele legate de dimensionarea aparatajului, ţinînd seamă de intensitatea curentului din circuitele electrice în regimuri caracteristice de funcţionare.

Nu se trece cu vederea nici influenţa tensiunii asupra alegerii motoarelor şi aparatelor electrice. Pentru ambele situaţii privind alegerea aparatajului (ţinînd seamă de curent şi tensiune), se dau gamele de puteri ale motoarelor, în funcţie de tensiune, curent şi turaţie. Aceste tabele înlesnesc alegerea tipurilor standardizate de aparate şi maşini electrice care se folosesc în întreprinderi.

O serie de relaţii şi diagrame permit calcularea elementelor maşinilor electrice care fac obiectul proiectului pe o temă dată.

În capitolul al patrulea se fac consideraţii asupra aparaturii de comandă şi protecţie pentru instalaţii pînă la tensiunea de 1 000 V. După clasificare se prezintă tipurile de întreruptoare şi o gamă întreagă de aparate care formează structura schemei de comandă. Pentru protecţie se descriu atît releele cele mai frecvent utilizate, cît şi aparatajul auxiliar din schemele de comutaţie. Pentru întreaga serie de aparate sînt reproduse, în tabele şi diagrame, date de proiectare.

Problemele privitoare la automatizare sînt dezvoltate în capitolul al cincilea. Consideraţiile se referă la rolul diferitelor aparate necesare automatizării şi la proiectarea lor. Totodată se comentează tipurile de scheme adecvate pornirii şi opririi automate a motoarelor electrice. Acest capitol abundă în date privind alegerea, proiectarea şi întocmirea schemelor pentru realizarea automatizării.

Cel de-al şaselea capitol cuprinde descrierea aparaturii secundare ale principalilor consumatori de energie electrică. Se arată modul de proiectare al cuvelor de trafo; al carcaselor pentru diverse maşini şi aparate, al strungurilor acţionate electric de la distanţă, insistîndu-se asupra structurii materialelor.

Se fac consideraţii asupra tehnologiei de acoperire electrică a metalelor cu destinaţii speciale. Nu se trec cu vederea nici schemele electrice ale electrocarelor.

Capitolul al şaptelea cuprinde problemele legate de distribuţia energiei electrice la consumatori. Se arată traseele cablurilor şi modul lor de aşezare. Se precizează alegerea tensiunii reţelelor interioare din întreprinderi şi se determină puterea posturilor de transformare din staţia electrică care alimentează diverse categorii de consumatori. Sînt indicate diagramele de variaţie a curenţilor de scurtcircuit în reţelele de 380 V, în cazul unor transformatoare de putere dată şi al cablurilor din aluminiu. Se discută diverse scheme de alimentare şi se precizează modul de alegere din punct de vedere tehnico-economic. Tabelele, diagramele, secţiunile în canalele de cabluri, scheme de alimentare întregesc expunerea teoretică necesară proiectării reţelei electrice interioare din cadrul întreprinderilor industriale.

În capitolul al optulea se fac consideraţii asupra încălzirii aparatelor, determinării densităţii economice a curentului electric, asupra protecţiei speciale a unor părţi a reţelei electrice, asupra pierderilor de putere şi a tensiunii şi asupra părţii mecanice a reţelei. În acest scop se dau o serie de coeficienţi care duc la determinarea mărimilor enumerate şi care permit stabilirea structurii schemei de alimentare a consumatorilor de la o staţie dată. Se arată modul de stabilire a încărcărilor şi se precizează condiţiile ce se impun a fi respectate, astfel încît exploatarea să decurgă în condiţii normale. Se determină curentul la vîrfuri de sarcină şi se dimensionează instalaţia pentru compensarea puterii reactive. Se arată modul de calcul al secţiunii economice şi se dimensionează conductoarele în funcţie de căderea de tensiune şi pierderea de putere.

Capitolul al nouălea dezvoltă problemele legării la pămînt a instalaţiilor electrice. Se arată cum trebuie dimensionate rezistenţele de punere la pămînt, ţinînd seamă de tensiunea de pas şi de atingere.

Ultimul capitol, al zecelea, este destinat protecţiei contra incendiilor, protecţiei contra influenţelor de natură externă care ar periclita funcţionarea normală a aparatajului electric.

Din cele 512 pagini ale cărţii rezultă că materialul tratat este extrem de condensat şi pentru un cititor neavizat ar părea o tratare numai de suprafaţă. O serie de date reproduse în tabele, diagrame sau cuprinse în scheme, întregesc modul de abordare a problemelor privind proiectarea aparatelor şi maşinilor din cadrul întreprinderilor industriale. Cele 37 de referinţe bibliografice au permis completarea unor probleme noi care n-au fost prinse în lucrare, cum ar fi folosirea maşinilor electronice de calculat la o serie de aspecte din proiectarea instalaţiilor electroenergetice ale întreprinderilor industriale.

Ca o sugestie în acest sens trebuie să menţionăm tendinţa generală privind algoritmizarea problemelor şi soluţionarea lor prin determinarea soluţiei optime. De exemplu, problema compensării factorului de putere, cu ajutorul unui model matematic şi o schemă logică, verificată pe un calculator cifric, lărgeşte mult posibilitatea aprecierii soluţiilor şi constituie un ajutor de prim ordin în munca proiectanţilor. Sînt şi alte probleme care se pretează la algoritmizare. Sperăm că la ediţia a treia a cărţii se vor analiza şi acest gen de probleme pentru a întregi expunerea şi pentru a pune la dispoziţia proiectanţilor o serie de indicaţii rezultate din prelucrarea datelor pe care le vor obţine autorii cu ajutorul maşinilor electronice de calculat.

Studiul de faţă abordează o serie de probleme privind proiectarea aparaturii şi reuşeşte să răspundă în cea mai mare parte cerinţelor pe care le ridica practica întocmirii proiectelor instalaţiilor electrice din cadrul întreprinderilor industriale.

A. Carabulea

CZ 535–45 LASER

* * * **Laseri. Cercetări şi aplicaţii industriale.** În: Rev. Gen. Élect., tom. **76**, nr. 10, oct 1967, p. 1 225–1 272.

În patru articole de specialitate sînt prezentate aspecte privind cercetarea, proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatelor electrotehnice denumite laseri. Dat fiind interesul ştiinţific şi practic, în cele ce urmează se vor prezenta o serie de probleme tratate în literatura de specialitate.

1. *P. Laurés.* Stadiul actual al cercetărilor şi al aplicaţiilor în domeniul laserilor cu gaz (Etat actuel des recherches et des applications dans le domaine des lasers à gaz), p. 1 225–1 244, 22 fig., 61 ref. bibl.

După o scurtă prezentare a problemelor privind emisia stimulată în mediu gazos se descriu caracteristicile diverselor tipuri de laseri cu gaz. Se insistă asupra celor trei tipuri de laseri: laseri atomici, laserii ionici şi laseri moleculari. Se arată cîteva aplicaţii ale laserilor atomici sau nucleari în metrologie, spectroscopie, telecomunicaţii. Apoi se examinează laserii ionici cu argon şi laserii moleculari cu gaz carbonic. Se indică principalele caracteristici şi unele aplicaţii ale ultimelor tipuri de laseri realizaţi. Se reproduc schemele de principiu ale celor trei tipuri de laseri şi se comentează modul lor de funcţionare şi exploatare în diverse aplicaţii practice. Se face o serie de consideraţii asupra laserilor de mare putere.

2. *R. Guenot, J. Racinet* şi *A. Bousquet.* Aplicaţiile laserilor la sudură şi în tehnici conexe (Applications des lasers au soudage et aux techniques connexes), p. 1 245 – 1 254, 22 fig., 4 ref. bibl.

Folosirea laserilor în domeniul sudurii prezintă avantaje esenţiale faţă de metodele clasice. Pentru a obţine un randament cît mai ridicat sînt necesare o reglare cît mai precisă a fasciculului de lumină şi o dozare corespunzătoare a puterii. Făcînd o serie de consideraţii în legătură cu aceste probleme, se ajunge la precizarea modului de proiectare şi construcţie a laserilor cu gaz după o tehnică nouă. Se studiază fuziunea termocinetică a elementelor componente ale gazului şi adîncimea de pătrundere a fasciculului de lumină la o putere electrică dată. Se exemplifică rezultatele practice obţinute prin sudarea unor metale, arătîndu-se microstructura părţii sudate cu laser şi prin metode clasice.

3. *P. Leclerc.* Principiul, tehnologia şi aplicaţiile emiţătorilor coerenţi şi necoerenţi ale semiconductoarelor (Principe, technologie et applications des émetteurs cohérents et non cohérents à semiconducteurs), p. 1 255–260, 8 fig., 2 ref. bibl.

Se descrie mecanismul care conduce la stimularea procesului fizic în semiconductoare. Se fac exemplificări cu semiconductoare folosite în tehnica realizării laserilor, cum ar fi arsenură de galiu şi se dau rezultatele experimentale. Se tratează problemele legate de structura laserilor şi se indică aplicaţiile în diverse domenii industriale. De remarcat că se precizează materialele adecvate să fie folosite în tehnica proiectării laserilor, se indică banda în electronivolţi şi modul de stimulare prin joncţiune, prin bombardare etc. Se fac precizării asupra duratei de viaţă şi a randamentului emiţătorilor pe baza unor relaţii folosite în diverse exemple practice. Se arată structura unui laser trecut în proiectare şi spectrul de emisie a aparatului prevăzut cu semiconductoare.

4. *G. Broussand.* Aplicaţii ale opticii coerente la recunoaşterea formelor (Application de l'optique cohérente à la reconnaissance des formes), p. 1 261–1 271.

După precizarea principiului de filtrare din optica clasică se fac consideraţii generale asupra corelatorilor optici. Se dezvoltă o serie de aspecte legate de tehnica înregistrării imaginilor şi de recunoaştere a formelor. Se expun premisele teoretice şi se indică o serie de aplicaţii industriale privind fundamentarea noilor aspecte din teoria şi practica laserilor cu gaz. Materialele expuse au o formă concisă, clară şi sînt însoţite de exemplificări utile înţelegerii fenomenelor fizice care apar atît în partea teoretică, cît şi în cadrul aplicaţiilor industriale sau semiindustriale. Ţinînd seamă că şi în ţara noastră o serie de specialişti au realizat un laser cu gaz, problemele dezbătute în articolele recenzate vor fi utile pentru extinderea folosirii unor astfel de aparate în diverse domenii practice.

A. Carabulea

CZ 621.319.4.027.8

W. Held. ş.a. **Condensatoare acumulatoare de energie** (Energiespeicherkondensatoren). În: Siemens–Z. **41**, nr. 11, 1967, p. 887–895, 11 fig., 2 tab., 10 ref. bibl.

În domenii variate ale fizicii experimentale şi ale electrotehnicii se pot folosi condensatoare speciale acumulatoare de energie, pentru care s-au întreprins în scopul realizării de unităţi cu posibilităţi de a acumula energii pînă la 2.10^2J.

Autorii, specialişti ai firmei Siemens din R.F.G., prezintă într-un articol de sinteză stadiul actual al construcţiilor de acest fel.

În prima parte se compară condensatoarele cu celelalte mijloace de acumulare de energie ca acumulatoarele electrochimice şi generatoarele speciale. Reiese superioritatea condensatoarelor în special la curenţii maximi de scurtcircuit obţinuţi. În funcţie de domeniile de folosire se recomandă tipuri corespunzătoare de condensatoare.

Dacă iniţial aceste condensatoare se foloseau la tensiuni pînă la 50 kV, astăzi se fabrică pînă la 500 kV şi cu tendinţe de creşterea tensiunii pe unitate.

La aceste tensiuni foarte înalte se impune folosirea unor gradienţi de potenţial ridicaţi, ajungînd (în unele cazuri speciale) pînă la 100 kV/mm.

Dielectricul condensatoarelor face obiectul unui capitol al lucrării, în care se trece în revistă principalele materiale izolante folosite pînă în prezent. Se ajunge la concluzia că dielectricul compus hîrtie-materiale lichide de impregnare permite realizarea de unităţi cu tensiuni pînă la 600 kV. La început s-a folosit ca material de impregnare uleiul mineral, dar în ultima vreme se foloseşte cu succes uleiul de ricină şi dielectricii lichizi sintetici cloruraţi, de tipul clophen

Problema dimensionării condensatoarelor este tratată pe larg, studiindu-se în prealabil regimurile de lucru, dielectrice şi termice. Întrucît se lucrează cu gradienţi de potenţial într-o gamă foarte largă (30–100 kV/mm), în funcţie de regimurile diferite de lucru, se cere determinarea duratei de viaţă. La condensatoarele pentru îmbunătăţirea factorului de putere, care lucrează în regim permanent sub tensiune alternativă (la 50 Hz), durata de viaţă este calculată pe baza numărului de ore de funcţionare la tensiunea nominală şi la temperatura maximă a mediului ambiant. În cazul condensatoarelor de impuls de curent şi tensiune, durata de viaţă este determinată de numărul de cicluri de încărcare-descărcare (la tensiunea nominală) la care există dielectri-

cul condensatorului. Se prezintă curbele numărului de impulsuri în funcţie de gradienţii de potenţial folosiţi, pentru condensatoare impregnate cu ulei de ricin şi clophen A 30. Se observă alura liniară a acestor curbe. Dacă la $E_{lucru} = 50$ kV/mm s-a obţinut un număr de 2.10^5 impulsuri, în schimb la $E_{lucru} = 100$ kV/mm, numărul respectiv a scăzut la $6 \cdot 10^2$ (pentru condensatoarele impregnate cu materiale lichide clorurate).

Construcţia condensatoarelor de impuls este de asemenea condiţionată de domeniul de utilizare. Se prezintă principalele construcţii, şi anume: cu carcasă metalică paralelipipedică şi cu carcasă din materiale izolante de formă cilindrică.

Tipurile de condensatoare şi criteriile pentru alegerea lor şi de asemenea instalaţiile realizate cu aceste condensatoare formează obiectul ultimelor capitole.

Astfel se prezintă o instalaţie de impuls de curent pentru cercetări în domeniul plasmei cu o energie totală de 120 kg. Aici sînt montate 144 unităţi de condensatoare cu tensiunea nominală de 15 kV (în construcţie metalică paralelipipedică).

Se prezintă de asemenea un generator de impuls de tensiune (după schema Marx), cu o energie totală de 120 kJ şi cu tensiunea totală de 3,6 MV. Condensatoarele folosite sînt calculate pentru tensiunea nominală de 300 kV şi sînt realizate în construcţie cilindrică cu carcasă din materiale izolante presate.

Se consideră că în viitorii ani se vor realiza instalaţii de impuls de curent şi tensiune cu energii mult mai mari, pînă la 20 000 kJ, la care se vor monta mii de unităţi de condensatoare.

Articolul are meritul de a trece în revistă principalele tipuri de condensatoare de impuls şi mai ales domeniile de folosire. Se observă clar perspectiva realizării de unităţi cu tensiuni foarte ridicate şi cu energii mari de acumulare.

A. Bercu

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.1.011.016.35

Garrido, M. S. **Élementele unei teorii dinamice a maşinilor electrice** (Eléments d'une théorie dynamique des machines èlectriques). În: Revue Générale de Électricité, tom **77**, nr 1, 1968, p. 27—33, 3 fig., 18 ref. bibl.

Se arată cum se poate aplica conceptul introdus de Beghin în mecanică la studiul maşinilor electrice. Tehnica analitică aplicată permite sublinierea rolului jucat de legăturile electromagnetice interne la studiul principalelor caracteristici ale maşinilor electrice prevăzute cu comutaţie electronică. Metoda nu se abate de la dinamica reţelelor electromecanice a lui Lagrange şi Maxwell. Se începe cu prezentarea principalelor aspecte ale problemei şi se arată stadiul cercetărilor din literatură. Se fac apoi o serie de consideraţii privitoare la deducerea ecuaţiilor care caracterizează procesul de conversiune a energiei pe baza variaţiei energiei magnetice. Se trece apoi la generalizarea ecuaţiilor Lagrange care caracterizează procesele de conversiune a energiei fără variaţia energiei magnetice. Se mai fac consideraţii asupra următoarelor probleme: studiul legăturilor interne ale maşinilor electrice prevăzute cu comutaţie electronică şi modul de realizare a noilor tipuri de maşini. Prima problemă cuprinde: studiul înfăşurărilor în cazul unei comutaţii continue şi în cazul comutaţiei discontinue. În cazul comutaţiei discontinue se studiază circuitele electrice închise şi deschise. Se arată modul de realizare a maşinilor cu comutaţie electronică şi domeniile de aplicare a teoriei expuse.

A.C.

CZ 621.313.291.013.22

Erdelyi, E. şi Poloujadoff, M. **Studiul numeric al cîmpului într-un alternator homopolar** (Étude numérique du champ dans un alternateur homopolaire). In: Revue Générale de L'Électricité, tom **77**, nr. 1, 1968, p. 11—18, 16 fig., 9 ref. bibl.

După formularea problemei şi indicarea stadiului de cercetare de la care se porneşte se prezintă calităţile alternatoarelor homopolare, ca o sinteză a studiilor făcute de autori, pînă la data publicării rezultatelor experienţelor efectuate.

Se indică metoda generală de studiu, se scriu ecuaţiile fundamentale ale maşinii în coordonate carteziene şi polare. Se arată modul de considerare în calcul a variaţiei $B = f(H)$ pentru materialele magnetice folosite la construcţia rotorului şi statorului. Simplificarea relaţiilor de bază în cazul alternatorului studiat în mediu normal şi în vid. Se face studiul maşinii homopolare, în cazul conectării la o sarcină reactivă complet simetrică. Se arată influenţa crestăturilor şi curburii statorului asupra cîmpului magnetic şi se fac consideraţii privind felul şi tipul ancoşelor care duc la modificări neesenţiale ale structurii cîmpului din întrefier. Experimentările efectuate au dus la determinarea pentru un alternator homopolar a tensiunii electromotoare în funcţie de curentul de excitaţie. Se compară tensiunea electromotoare măsurată cu cea calculată pe baza unei diagrame. Se indică aplicaţiile practice ale tipului de alternator studiat.

A. C.

CZ 621.313.325.016.1.001.25

Parameswaren Pillai, K. P. **Calcularea cuplului maşinilor polifazate sincrone reactive cu reluctanţă variabilă** (Torque Calculations of Polyphase Reluctance Machines). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. Pas—**86**, nr. 12, 1967, p. 1 571—1 579, 9 fig., 3 ref. bibl.

Autorul prezintă o soluţie riguroasă a distribuţiei inducţiei magnetice în întrefierul unei maşini sincrone reactive cu reluctanţă variabilă, prin împărţirea spaţiului întrefierului în două regiuni distincte şi rezolvarea ecuaţiei lui Laplace în fiecare din domeniu în parte. Obţinînd repartiţia de potenţial magnetic scalar, autorul calculează reactanţele sincrone directe şi în cuadratură şi găseşte valoarea cuplului maxim în funcţie de dimensiunile maşinii. Soluţionarea problemei se face în coordonate rectangulare şi cilindrice, prezentîndu-se un exemplu numeric şi se determină eroarea ce se face neglijînd curbura maşinii.

În încheiere se calculează variaţia reluctanţelor la variaţia raportului dintre deschiderea piesei polare şi arcul polar, obţinîndu-se rezultate apropiate de cele ale altor autori.

R. M.

CZ 621.313.32.016.35: 621.3.018.46

Lipo, T. A. şi Krause, P. C. **Analiza stabilităţii maşinilor sincrone funcţionînd la frecvenţă variabilă** (Stability Analysis for Variable Frequency Operation of Synchronous Machines). În: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. Pas—**87**, nr. 1, 1968, p. 227—234, 14 fig., 12 ref. bibl.

Autorii fac un studiu asupra stabilităţii maşinii sincrone aplicînd criteriul lui Nyquist ecuaţiei care descrie comportarea maşinii în timpul micilor deplasări în jurul unui punct de funcţionare stabilă. Se arată că în anumite cazuri instabilitatea maşinii se poate produce la viteze reduse de lucru.

Regiunile de stabilitate ale mașinii sînt determinate cu un calculator numeric și valoarea maximă absolută a funcției de transfer. M_m este folosită ca un criteriu pentru determinarea stabilității relative. În lucrare se prezintă un studiu al influenței diverșilor parametrii ai mașinii asupra stabilității ei.

Autorii ajung la concluzia că răspunsul sistemului se poate compara favorabil cu acela al unei mașini sincrone idealizate, lucrînd la orice viteză.

R. M.

CZ 621.313.333 – 52.025.2 : 621.3.012.6

Wilson, R. D. **O metodă de obținere a funcției de transfer a unui servomotor asincron bifazat** (Method of Obtaining the Transfer Function of a Two-Phase Servo Motor). În: IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, vol. Pas—**87**, nr. 1, 1968, p. 257—265, 7 fig., 25 ref. bibl.

Motoarele bifazate asincrone lucrează adesea în bucle închise, făcînd parte dintr-un servomecanism. În aceste condiții, răspunsul lor tranzitoriu este foarte important. Deoarece regimul de lucru la asemenea servomotoare este în jurul punctului de repaus, sistemul se poate liniariza și se poate obține funcția de transfer a motorului.

Autorul pornește de la ecuațiile mașinii generalizate sub formă matricială și obține o predeterminare a caracteristicilor sistemului. Se prezintă un model de servomecanism și se propune un criteriu modificat de proiectare pentru obținerea celor mai bune performanțe în regim tranzitoriu.

O bogată bibliografie prezentată cititorului permite o informare completă asupra regimurilor tranzitorii ale mașinilor bifazate asincrone.

R.M.

CZ 621.313.334.045.54

Smith, B. H. **Comportarea sincronă a unei mașini de inducție dublu alimentată cu două înfășurări pe stator și rotor** (Synchronous Behavior of Double Fed Twin Stator Induction Machine). În: IEEE, Transactions on Power Apparatus and Systems, nr. 10, 1967, p. 1 227—1 236, 19 fig., 4 ref. bibl.

Reglarea vitezei mașinilor asincrone, excepînd schimbarea numărului de poli, necesită un aparataj complicat sau duce la un randament scăzut.

Autorul propune un sistem de cascadă formată dintr-o singură mașină asincronă cu două înfășurări independente pe stator și două înfășurări convenabil interconectate pe rotor. Aceasta va constitui o mașină de viteză variabilă, în care puterea de alunecare, de natură electrică — minus pierderile în cupru, este recedată rețelei prin intermediul celei de-a doua înfășurări statorice și a unui convertizor de frecvență de mică putere. Se arată că atunci cînd cele două înfășurări statorice sînt alimentate la frecvențe diferite, sistemul lucrează ca o mașină sincronă, mergînd cu o viteză determinată de suma sau diferența de frecvențe a celor două surse de alimentare.

Metoda se poate aplica și la o mașină asincronă în scurtcircuit, ale cărei înfășurări statorice nu au cuplaj magnetic.

Încercările făcute pe un motor de 2,2 kW, 415 V, $2p = 4$, 50 Hz au arătat că randamentul instalației este satisfăcător, prezentînd o stabilitate acceptabilă, permițînd o variație de viteză de la zero la sincronism.

Convertizorul de frecvență fiind de putere redusă, rotativ sau static, recomandă sistemul pentru folosirea în instalații care cer un reglaj de viteză în limite largi, acolo unde alte metode nu sînt convenabile.

R. M.

CZ 621.313.333.2.045.13 ; 621.315.54

Kalpathi, R. D. și Mayuram, R.K. **Mașină polifazată de inducție cu rotor cu bare înalte feromagnetice** (Polyphase Induction Machine with Deep Ferromagnetic Bar Rotor). În: IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. Pas—**86**, nr, 12, 1967, p. 1 554—1 564, 8 fig., 15 ref. bibl.

Autorii prezintă predeterminarea performanțelor unei mașini asincrone polifazate cu rotor cu bare înalte feromagnetice cu ajutorul ecuațiilor lui Maxwell, atît în cadrul teoriei liniare, cît și celei neliniare.

Analiza s-a făcut în două ipoteze cu și fără inele de scurtcircuitare a barelor. Problema este rezolvată în ipoteza unei permeabilități diferite pe cele două axe, datorită interspațiilor radiale de izolație între bare.

Rezultatele experimentale confirmă valabilitatea calculelor teoretice prezentare pentru funcționare în regim de motor și de frînare dinamică.

R. M.

CZ 621.314 *Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare*

CZ 621.314.21

Gronwald, D. **Dimensionarea transformatoarelor monofaziee încărcate asimetric** (Dimensionierung von unsymmetrisch belasteten, einphasingen Transformatoren). În: Bull. ASE **59**, nr. 7, 1968, p. 308—312, 6 fig., 2 ref. bibl.

Se descrie un procedeu de determinare grafică a curenților primari în transformatoarele ce intră în circuitele de redresoare cu sarcină asimetrică.

Se expun condițiile valabile în cazul general pentru aceste transformatoare din punctul de vedere al formei curentului primar, funcție de curentul de sarcină sau alți factori. Se dovedește că valoarea curentului magnetizant absorbit de transformatoarele cu sarcină asimetrică poate fi mărit în condiții normale, pînă cînd curentul primar nu constituie decît un curent alternativ pur.

În cazul unei sarcini pur inductive a condițiilor de încărcare defavorabile, valoarea efectivă a curentului primar crește pentru a atinge cel puțin 1,5 ori valoarea curentului de sarcină. Această creștere depinde de dispoziția și natura sarcinii aplicate transformatorului.

Fl. T.

CZ 621.314.63

Svensson, R. **Tiristoarele de mare putere** (Les thyristors de grande puissance). În: ASEA-Revue **40**, nr. 1, 1968, p. 3—8.

După o scurtă trecere în revistă a dispozitivelor semiconductoare realizate de fabrică se prezintă cele mai importante caracteristici ale diodelor și tiristoarelor pe bază de siliciu. Astfel, în domeniul ventilelor normale de putere, deja s-a ajuns ca pentru seriile de 200—400 A, tensiunile inverse să fie de ordinul a 1 500—2 000 V, în timp ce în laborator, pe unele construcții s-au obținut valori de 5—8 kV.

În domeniul tiristoarelor, la seria de curenți 100—300 A tensiunile inverse sînt de ordinul a 1 200—1 800 V, iar la construcțiile în studiu se scontează atingerea unor valori de 3—4 kV.

Se prezintă elemente tehnologice și constructive care au stat la baza acestor serii, insistîndu-se în egală măsură și asupra dispunerii tiristoarelor în montaje, mai ales ținînd seamă de întîrzierea la amorsare. Acest timp de întîrziere, de ordinul a 5 μs poate ridica probleme în montajele serie sau paralel prin solicitările ce pot apare și impune scoaterea lor.

În privința răcirii se dau radiatoarele folosite și capacitățile termice ale fiecărui tip.

În încheiere se prezintă programul de fabricație de tiristoare al uzinei ASEA, cum și principalele caracteristici ale construcțiilor produse de aceasta.

Fl. T.

CZ 621.315.1 : 621.314.63

Bengston, T. **Redresoare pentru o uzină chimică** (Redresseurs pour une usine chimique). În: ASEA-Revue **40**, nr. 1, 1968, p. 9—12.

Se prezintă o instalație de redresoare pentru procese de electroliză, destinată a funcționa la 40 kA, sub o tensiune continuă nominală de 310 V. Gama de reglaj a tensiunii este

variabilă în limite largi : 310—165 V cu comutator sub sarcină şi 20 V, folosind transductoare.

Soluţia constructivă este descrisă pe larg, insistîndu-se asupra elementelor componente, şi anume : dulapurile cu diode (care pot fi răcite cu apă, ulei sau aer), echipamentul de comandă, grupul de transformatoare ; schema de principiu a echipamentului de comandă a grupului redresor este de asemenea tratată.

Sistemele de protecţie a diodelor contra supratensiunilor, a diodelor defecte sau a suprasarcinilor, ca şi sistemele de control ale temperaturii în dulapuri, protecţia transformatoarelor etc. sînt prezentate detaliat în articol.

Fl. T.

CZ 621.315 *Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cabluri. Conductoare. Materiale izolante*

CZ 621.315.2 : 621.315.552 : 546.33

Hus, I. Funcţionarea la temperaturi bistabile şi la diverşi curenţi a conductoarelor de sodiu (Bistable Operating Temperatures and the Current Rating of Sodium Conductors). În : I.E.E.E. Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS—87**, nr. 2, 1968, p. 367—371, 3 fig., 2 ref. bibl.

Într-o recenzie anterioară s-a arătat încercările făcute pentru înlocuirea conductoarelor de cupru şi aluminiu cu conductoare de sodiu izolate în PVC. Articolul de faţă vine să completeze seria de articole menţionate, ridicînd o problemă nouă, aceea a stabilităţii termice în funcţionare. Temperatura coborîtă de topire a sodiului 141,7 C, saltul brusc de rezistivitate a sodiului solid şi lichid 6,750 $\mu\Omega$.cm la 9,600 $\mu\Omega$.cm împiedică folosirea criteriilor clasice de stabilitate termică.

Autorul studiază problemele de transfer de căldură şi ajunge la concluzia după care creşterea de temperatură admisă este de 75°C.

R. M.

CZ 621.315.616/618.001.12

Hugi, L. Noi materiale electroizolante în electrotehnică (Neuere Isolierstoffe der Elektrotehnik). În : BSVE **58**, nr. 20, 1967, p. 893—906, 6 fig., 13 tab., 28 ref. bibl.

Se prezintă noile tipuri de materiale electroizolante. În primul rînd, dielectricii gazoşi, dintre care are întrebuinţare multiplă SF_6 în transformatoare, întrerupătoare, cabluri coaxiale, condensatoare. Acest gaz pe lîngă calităţile dielectrice superioare are dezavantajul limitării temperaturii sale de lucru la 150°C. Peste această temperatură, sub acţiunea metalelor, gazul se descompune. Pornind de aici se prezintă alte tipuri de dielectrici gazoşi, de exemplu C_2F_6 (hexafluoretan), cu temperaturi de lucru admisibile pînă la 220°C. Rigiditatea dielectrică este de două ori mai mare decît a azotului (considerată unitate convenţională pentru dielectricii gazoşi).

În domeniul răşinilor sintetice termorigide, cele mai întrebuinţate în industria electrotehnică sînt cele epoxidice. Peste 75 de sorturi de răşini şi întăritori sînt folosite în construcţia echipamentului electrotehnic. Cu calităţi fizice remarcabile — în special de rezistenţă la arc şi contracţie redusă — sînt răşinile epoxidice cicloalifatice.

Recent în S.U.A. s-au realizat combinaţii numite stecloräşini, cu temperaturi de lucru peste 300°C şi care se folosesc ca pelicule transparente sau de acoperire.

Ca o nouă realizare în domeniul materialelor electroizolante anorganice se prezintă sticla microcristalină. Acest material ocupă un loc intermediar între sticlă şi ceramică.

În ultima vreme din nitrat de bariu se realizează ţesuturi din care se preconizează a se confecţiona hîrtii electroizolante.

A. B.

CZ 621.315.613.1

Scarlett, E. Izolaţia pe bază de mică pentru bobinajele maşinilor electrice de înaltă tensiune (Mica insulation for high voltage machine coils). În : Electrical Times **152**, nr. 15, 1967, p. 553—557, 4 fig.

Se prezintă o sinteză a sistemelor de izolaţie ale maşinilor electrice cu materiale pe bază de mică. Se consideră două grupe de sisteme de izolaţie, şi anume : prima grupă se referă la sistemele umede, realizate din benzi de hîrtie de mică pe suport de ţesătură de sticlă şi preimpregnate cu răşini sintetice termorigide, poliesterice sau epoxidice. În ultima vreme, în special răşinile epoxidice sînt mai mult folosite, datorită caracteristicilor sale dielectrice ridicate. Pentru clasa H de izolaţie se folosesc răşini siliconice. Banda de hîrtie de mică este de grosimea 0,075 mm, iar a suportului de ţesătură de sticlă de 0,05 mm. Policondensarea răşinii sintetice din izolaţie se efectuează în prese la cald. În cadrul sistemelor umede se foloseşte izolaţia neîntreruptă (cu acelaşi material de izolaţie pe întreg traseul barei), sau izolaţia discontinuă (cu teci din micafoliu pe partea de crestătură şi izolaţie cu benzi pe părţile de capăt). Rigiditatea dielectrică la bobinajele pentru clasa de tensiune 6,6 kV depăşeşte valoarea 40 kV/mm. Încercări comparative ale acestor noi sisteme cu sistemul clasic termoplastic (micafoliu compoundat cu răşini oleo-bituminoase) arată superioritatea netă ale noilor sisteme.

Cea de-a doua grupă de sisteme uscate, cu benzi de hîrtie de mică tot pe suporturi de ţesătură de sticlă, au un conţinut redus de liant sintetic şi necesită operaţii ulterioare de deshidratare şi impregnare.

A. B.

CZ 621.315.616.96.011.5

Brinkmann, C. şi Isenburg, N. Dependenţa frecvenţei de însuşirile dielectrice ale izolanţilor consolidaţi cu fibre de sticlă (Die Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Eigenschaften glasfaserverstärkter Isolierstoffe). În : ETZ—B, nr. 20, oct 1967, p. 585—590.

Sînt examinate însuşirile dielectrice ale răşinilor sintetice în intervalul de frecvenţe $2 \cdot 10^2$—$2 \cdot 10^9$. Experienţele se fac şi cu plăci de sticlă, avînd compoziţia fibrelor de sticlă. Se determină apoi influenţa fibrelor de sticlă şi a adaosului de bioxid de titan asupra proprietăţilor dielectrice ale răşinilor. Măsurările din intervalul de frecvenţă expus mai sus (2.10^9—$2 \cdot 10^9$) au trebuit să fie realizate prin trei diferite metode ; un dezavantaj ce nu a putut fi evitat. O tabelă redă componentele (în %) fibrei de sticlă. O a doua tabelă conţine toate materialele izolante examinate (răşini epoxidice, răşini poliesterice, fibră de sticlă etc.). În nouă grafice diferite este indicată dependenţa frecvenţei de constanta dielectrică, fie în cifre absolute pentru diferiţii izolanţi (fibre de sticlă, răşini epoxidice şi poliesterice etc.), fie în cifre comparative pentru cîte doi izolanţi avînd conţinut diferit de sticlă fibroasă. Sînt discutate apoi rezultatele deduse din aceste grafice. Astfel, se constată că, dacă unei răşini sintetice i se adaugă sticlă fibroasă, constanta dielectrică creşte din cauza constantei dielectrice mai mari a sticlei fibroase, o constatare importantă pentru utilizarea la frecvenţe ridicate. În general, se cere o constantă dielectrică redusă. Sînt însă cazuri unde nu este necesară o constantă dielectrică redusă (domeniul undelor ultrascurte). Atunci se recurge la adaosul unor compuşi (bioxid de titan etc.), care au această constantă mai mare decît răşina sintetică de bază şi ridică astfel şi constanta dielectrică a acesteia. Într-un grafic este redată constanta ε a amestecului în funcţie de proporţia cantităţilor din amestec. Alte grafice reprezintă coeficientul de pierderi, care, de exemplu, la răşina epoxidică depinde şi el de diferitele adaosuri necesare variaţiei lui ε.

Autorul încheie articolul cu cîteva observaţii teoretice, definind, de exemplu, timpul de relaxare ca timp pe care moleculele îl necesită pentru a se orienta în cîmpul electric şi făcînd cîteva observaţii referitoare la domeniul de dispersie şi absorbţie a constantei dielectrice.

Gh. C.

CZ 621.315.616. 96.091.33

Finger H. **Comportarea termică a materialelor plastice** (Das Temperaturverhalten der Kunststoffe). In: ETZ — B, oct. 1967, p. 591—597, 1 fig., 2 tab., 10 grafice.

Cele mai multe materiale plastice sînt utilizabile la temperaturi între —50°C şi +200°C. Într-o primă tabelă sînt indicate cele două mari categorii de materiale plastice (duroplastele şi termoplastele) cu conţinutul, modul de fabricaţie şi structura (amorfă sau cristalină). Pentru stabilirea temperaturilor admise, în utilizarea materialelor plastice, este necesară cunoaşterea comportării acestora la solicitări termice de scurtă durată sau de durată mai îndelungată. Toate materialele plastice se înmoaie o dată cu creşterea temperaturii. Măsuri pentru rigiditatea lor sînt: modulul de elasticitate, rezistenţă la încovoiere, duritatea etc. Este descrisă apoi o experienţă privind torsiunea materialelor plastice. Din amplitudinea oscilaţiilor înscrise de aparatul utilizat şi din amortizarea acestora se pot trage concluzii privind structura interioară a materialului încercat, precum şi comportarea lui o dată cu variaţiile de temperatură. O serie de grafice arată pentru diferitele materiale plastice uzuale (policlorură de vinil, polietilenă etc.) comportarea lor o dată cu variaţia temperaturii.

Într-o tabelă este redată — pentru diferitele materiale plastice — menţinerea (stabilitatea) formei măsurată după diferite procedee şi pentru diferite temperaturi cu durată variabilă. Autorul indică pentru diferitele categorii de materiale procedeul ce trebuie preferat. Procedeele de măsură fac obiectul unei tabele următoare cu schiţe şi indicaţii precise.

După cîteva observaţii privind influenţa armăturii (cu fibre de sticlă sau de azbest) asupra materialelor termoplastice şi duroplastice, articolul se încheie cu influenţa utilizării mai îndelungate a materialelor plastice şi cu eventualele variaţii ale caracteristicii lor.

Gh. C.

CZ 621.315.619.9 (96)

Flemming, H. W. **Începuturile materialelor plastice realizate prin polimerizare** (Die Anfänge der Polymerizations Kunststoffe) În: ETZ—B, nr. 19, sept 1967, p. 553—557, 4 fig.

Autorul face un istoric al cercetărilor efectuate în acest domeniu timp de 30 de ani. Pornindu-se de la amestecurile cu şelac, colofoniu şi răşini sintetice, toate acestea cu calităţi izolante, se realizează în 1910 albertolul, primul material izolant fabricat în cantităţi mai mari. În 1913, dr. F. Klatte brevetează, împreună cu colaboratorii săi, producerea esterilor organici de vinil din acetilenă, în timp ce dr. O. Röhm obţine brevetul pentru realizarea unui cauciuc sintetic, din care mai tîrziu s-a obţinut plexiglasul.

Urmează apoi o biografie a dr-ului Klatte, considerat ca fondator şi pionier al producerii materialelor sintetice prin polimerizare, apoi sînt prezentate diferitele faze ale evoluţiei de fabricaţie, realizîndu-se în 1920 PVC-ul pe baza unei metode relativ simple. În continuare sînt date unele amănunte de natură ştiinţifică (chimică) şi industrială, arătîndu-se şi acei colaboratori care au dus la realizarea de progrese în acest domeniu.

În anii care au urmat au fost realizate diferite preparate (movilit, vinapas, stirol etc.), pînă cînd în 1934 a reuşit prima metodă economică de fabricaţie a PVC-ului, în acest an producîndu-se la Ludwigshafen 360 t şi ajungîndu-se în 1966 la 400 000 t.

Firele sintetice (Pe — Ce) sînt fabricate din PVC tot după indicaţiile lui Klatte. În încheiere, autorul arată fazele prin care a trecut dezvoltarea producerii acestor fire, pînă cînd un cercetător elveţian a stabilit metoda fabricaţiei firelor complet sintetice.

Gh. C.

CZ 621.317 *Tehnica măsurilor electrice*

CZ 621.317.728

Hammer, K. **Eclatoare sferice de măsură, orizontale** (Waagerechte Messkügelfunkenstrecker). În: Elektrie 22, nr. 2, 1968, p. 56—57, 3 fig., 1 tab.

Se prezintă două construcţii de eclatoare cu sfere de diametru 5 şi 25 cm, necesare măsurărilor în tehnica tensiunilor înalte. Noile eclatoare satisfac cerinţele publicaţiei CEI (52), ca şi a standardului german TGL 20624. Sînt analizate erorile de măsură a acestor eclatoare, ca şi a celorlalte tipuri din serie.

Se dau cotele de gabarit a eclatoarelor din seria completă; de asemenea, o tehnică nouă, care folosind substanţele radioactive indică spaţiul disruptiv. Experimentările făcute cu cesiu 137, iradiind eclatorul la o activitate de 0,5 mCi, au arătat că frecvenţa descărcărilor se concentrează într-o zonă de două ori mai restrînsă decît în cazul descărcărilor fără iradiere. Pentru obţinerea acestui regim în sferele eclatorului s-a înglobat o cantitate de preparat radioactiv cu izotop Cs 137.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. Pl. Andronescu; prof. dr. doc. şt. tehn. I. S. Antoniu, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. şt. tehn. A. Avramescu — redactor responsabil; ing. V. Bunea; ing. V. Ciofu; prof. dr. doc. şt. tehn. V. Corlăţeanu; ing. Şt. Grosu; prof. dr. G. Hortopan — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. Lazaride; conf. ing. D. F. Lăzăroiu; ing. M. Opaschi; ing. A. Popa; prof. ing. Cristiana Popescu; ing. Vl. Popovici; acad. prof. dr. doc. şt. tehn. ing. R. Răduleţ; ing. R. Vlădoianu.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare şi publicaţii tehnice al M.I.C.M., cu sediul în Bucureşti, Calea Victoriei, **nr.** 133, Sectorul 1. **Telefon: redactor şef: 14.90.27; secretar general de redacţie: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare, Telefon: 13.84.16. Instituţiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Naţională a Republicii Socialiste România — Filiala** Sectorul 1, **Bucureşti. Tarif pentru instituţii şi întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informaţia", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5768.**

Taxele poştale plătite în numerar conform aprobării D.G.P. nr. 5/8569/1968.

41 400

CONTENTS

DC 621.312 : 621.31/36.022 – 76

Lăzăroiu, D. F. : **Applications of the reliability theory to heavy current electrical equipment.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 361 – 386

Definitions and calculating relations are presented for parameters defining the reliability of heavy current electrical products. Factors influencing reliability are analysed and numerical values for λ parameter are presented, for various types of electrical products.

DC 621.313.32.013.8.001.3

Zickman, M. : **Modern synchronous generator excitation systems.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 368 – 377

Different excitation systems of synchronous generators both with rotative and static machines as well as different voltage regulators produced during the last five years are presented. On the basis of the electric diagrams the author describes the way of working of each system and discusses their respective advantages and disadvantages.

DC 621.382.2.017.7

Silard, A. : **A method for analysing the nonstationary thermic processes in tiristors.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 378 – 383

The description is given of an analysis method of the nonstationary thermic processes in tiristors. A calculus of the thermic regime of a three-phase power rectifier is also given.

DC 621.315.6.002.4 : 025.4 CEI

Popescu Christiana and *Lefter Cecilia* : **The problems of electroinsulating material classification and its present stage on the world-wideseale.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1967, p. 383 – 388

The present stage of the problem on the world-widescale is pointed out as well as the two solutions proposed within the CEI : the classification after the „Electroinsulating material encyclopedia" (Swiss proposal) and the classification based on tests for determining thermic and performance indices (Swedish proposal). The attention is drawn on the importance for our country of the knowledge of the internationally accepted classifications, of the interpretation of relevant data, and on the necessity of carrying out tests on insulating materials and systems in our country is emphasized.

THE YOUNG ENGINEER'S GUIDE

DC 621.317.727.001.57 : 621.316.991

Goia, L. and *Stănescu, M.* : **Electrolytic bath for model studies of grounding electrodes.**

Electrotehnica **16**, nr. 10, oct 1968, p. 389 – 395

The paper presents the theoretical premises and some practical results obtained by studying the electric field of grounding electrodes by the similitude method.

A three-dimensional electrolytical vat built by the I.R.M.E. has been used for this purpose.

REVIEWS 395 – 397

REPORTS 397 – 400

CONFERINŢA REPUBLICANĂ DE CHIMIE ANALITICĂ

Constanţa
24 — 28 septembrie 1969

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor Secţia de Chimie organizează la Constanţa, în zilele de 24—28 septembrie 1969, Conferinţa Republicană de Chimie Analitică, cu următoarele secţii :

Secţia I METODE CHIMICE DE ANALIZĂ

Secţia II METODE FIZICE DE ANALIZĂ

Secţia III CONSTRUCŢII DE APARATE ŞI DISPOZITIVE FOLOSITE ÎN ANALIZA CHIMICĂ

Secţia IV AUTOMATIZAREA MĂSURĂRILOR ANALITICE ŞI TEHNICA MĂSURĂRILOR AUTOMATIZATE

Cei care doresc să participe la lucrările conferinţei urmează să completeze talonul de participare care se va trimite prin instituţii şi să-l expedieze pînă în data de 1 ianuarie 1969.

Cei care doresc să prezinte referate şi comunicări sînt rugaţi să expedieze rezumatele lucrărilor, în 3 exemplare, în limbile română şi engleză (maximum 500 cuvinte) pînă la data de 15 februarie 1969.

Propunerile vor fi selecţionate pe baza acestor rezumate şi pînă la 1 aprilie 1969 se va comunica rezultatul pentru lucrările introduse în program.

ÎNTREAGA CORESPONDENŢĂ VA FI EXPEDIATĂ PE ADRESA:

Consiliul Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor, Secţia Chimie pentru Comitetul de organizare al Conferinţei Republicane de Chimie Analitică, Calea Victoriei, nr. 118, etaj I, sector 1.

CZ 621.313 MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ŞI ALTERNATIV, GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13.024.3 : 621.531.6

Eadie, R. J. **Reglarea electronică a vitezei motoarelor de c.c.** În : Electronic Engng. **40**, nr. 479, ian 1968, p. 10—11, 2 fig., 2 ref. bibl.

CZ 621.313.2.047.2.001.5

Krug, H. **Inlocuirea comutatorului unei maşini de curent continuu cu un convertizor de curent.** În : Elektrie **22**, nr. 3, martie 1968, p. 104—107, 2 fig., 24 ref. bibl.

CZ 621.313.2.064

Kreuth, H. P. **Comportarea maşinilor de curent continuu la funcţionarea cu comutare periodică.** În : E. und M. **84**, nr. 12, dec 1967, p. 498—503, 10 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.32.001.5

Barret, Ph. **Determinarea parametrilor maşinilor sincrone prin metoda analizei frecvenţionale.** În : Rev. Gen. Électr. **76**, nr. 12, dec 1967, p. 1 433—1 446, 4 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.313.32.013.8 : 621.314.632 : 621.382.233

Hochstetter, W. şi *Roesner, P.* **Excitarea prin tiristoare a maşinilor sincrone puternice.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 6, 15 martie 1968, p. 121—126, 9 fig., 2 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.313.33

Aleke, Y. R. **Folosirea condensatoarelor pentru compensarea factorului de putere al motoarelor asincrone.** În : Westinghouse Eng. **27**, nr. 6, nov 1967, p. 167—169, 3 fig., 1 tab.

CZ 621.313.33.013

* * * **Procese electromagnetice în maşinile asincrone în scurteireuit.** În : Izv. VUZ Electromehanika **10**, nr. 11, nov 1967, p. 1 177—1 180, 14 ref. bibl.

CZ 621.313.333.01.001.24

Wara, E. E. **Comportarea motoarelor asincrone la frecvenţă variabilă de alimentare.** În : E. und M. **84**, nr. 12, dec 1967, p. 493—494, 3 fig.

CZ 621.313.33.017.71.001.5

Schubert, E. **Coeficienţii de transmisie ai căldurii pentru capetele de bobine şi a capacelor terminale ale maşinilor asincrone închise.** În : Elektrie **22**, nr. 4, apr 1968, p. 160—162, 4 fig., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.333.1.07 : 621.313.27

Leonard, A. **Maşina trifazată cu injector de curenţi secundari.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 5, 1 martie 1968, p. 97—101, 13 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE DE INSTALAŢII

CZ. 621.315.33 : 621.315.6

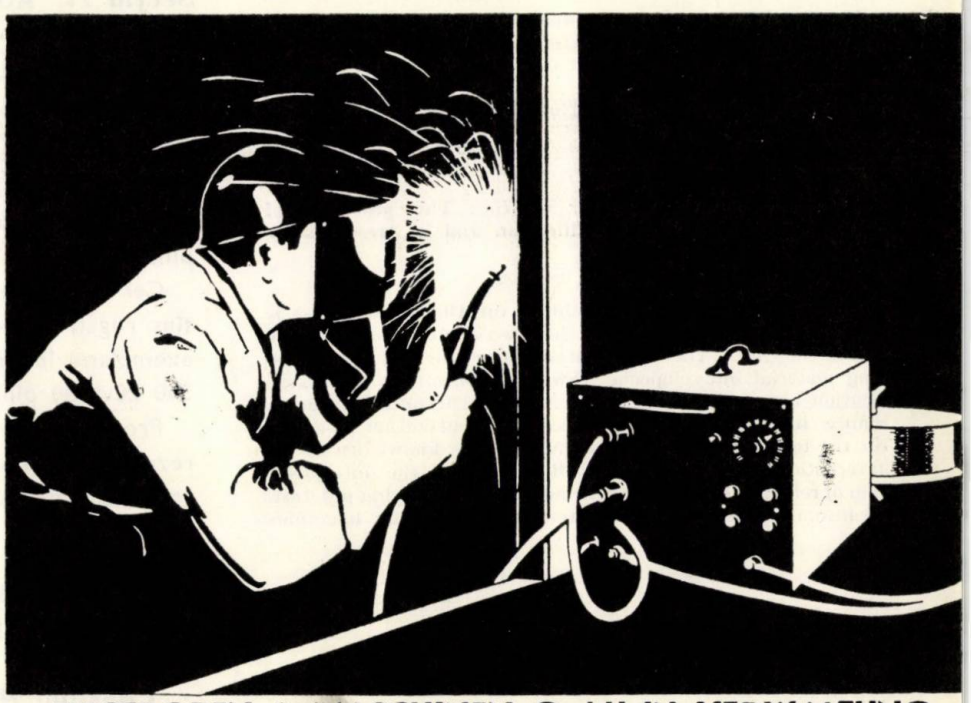
Sousek, J. şi *Martin, J.* **Conductoare speciale cu izolaţie de cauciuc siliconic.** În : Elektrotehnik, nr. 12, 1967, p. 360—362, 11 fig., 1 ref. bibl.

CZ 621.315.611:621.3.015.51

Varobiev, G. A. şi *Varobiev, A. A.* **Străpungerea dielectricilor solizi.** În : Elektricestvo **88**, nr. 12, dec 1967, p. 14—22, 6 fig., 1 tab., 66 ref. bibl.

Folosiţi sudarea cu arc voltaic de scurtă durată

Aceasta înseamnă folosirea tehnicii moderne de sudare, în cazul sudării tablei subţiri. Datorită transferului redus de căldură în piesă, sudarea cu arc voltaic de scurtă durată se recomandă în special pentru table subţiri pînă la grosimi de cel puţin 1,0 mm, ca şi pentru sudura de poziţie, sudura în cusătură cu rădăcini şi suduri pentru închiderea fisurilor.
Oferim două instalaţii Kjellberg pentru sudarea cu arc voltaic de scurtă durată. Un dispozitiv portabil uşor de manevrat tip MSH—K şi un automat de sudare pe şine tip MSK. Cereţi informaţii asupra aparatelor de sudare cu arc voltaic de scurtă durată Kjellberg.



Kjellberg

ELECTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG
DDR—798 FINSTERWALDE

Republica Democrată Germană

Cei interesaţi se pot adresa la:
Biroul tehnic-comercial
DIA Elektrotechnik din cadrul Reprezentanţei Comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane din Republica Socialistă România
Calea Dorobanţilor, nr. 14,
Bucureşti—Republica Socialistă România

Exportator:

Elektrotechnik

EXPORT — IMPORT
Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik
DDR—104 Berlin, Chausseestr. 111/112

balkancar

AUTOCARE

elevatoare universale de mare înălțime cu capacitatea de încărcare între 1 000 și 5 000 kgf și înălțimea de ridicare pînă la 4 500 mm

Variante de fabricație

— cu motor cu benzină sau cu motor Diesel Perkins original

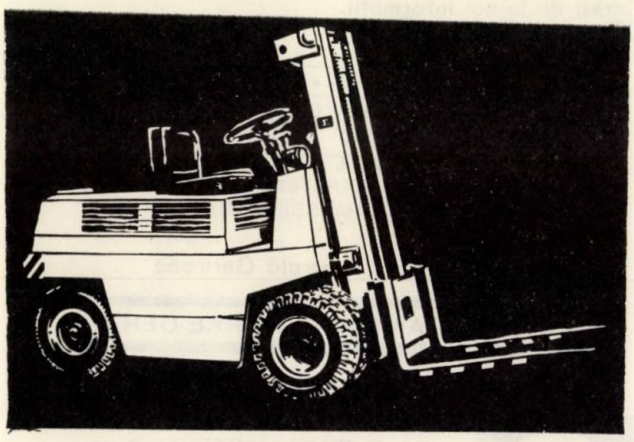
— cu transmisie mecanică sau hidraulică

— cu servodirecție hidraulică, cu capacitatea de încărcare între 3 000 și 5 000 kgf

Balkancar livrează o gamă largă de echipamente **auxiliare** pentru autocare, pentru manevrarea diferitelor tipuri de sarcini.

Informații detaliate și oferte:

BALKANCAREXPORT, Bulgaria,
Sofia, Str. Aksakov nr. 5 ● Telefon: 88-53-21
Telex: 386 ● Telegrame: **BALKANCAREXPORT** — SOFIA



balkancar

WACKER

Silicone

produse prețioase ale chimiei siliciului

S 4362

Uleiuri siliconice
pentru sisteme hidraulice, ca agenți de separare la prelucrarea materialelor plastice, ca agenți de transfer caloric etc.

Paste siliconice
pentru procese de separare, materiale electroizolante etc.

Lubrifianți siliconici
pentru rulmenți și lagăre la temperaturi ridicate și scăzute

Antispumanți siliconici
pentru îndepărtarea spumei din sistemele apoase și neapoase

Agenți de impregnare siliconici
pentru pielărie, construcții, hîrtie și textile

Rășini siliconice
pentru vopsele termorefractare, combinații cu materiale inițiale pentru lacuri organice, lacuri electroizolante etc.

Cauciuc siliconic
vulcanizabil la cald pentru piese turnate și injectate

Cauciuc siliconic
vulcanizabil la rece pentru confecționarea de forme de turnare elastice, ca material de etanșare și căptușire elastic

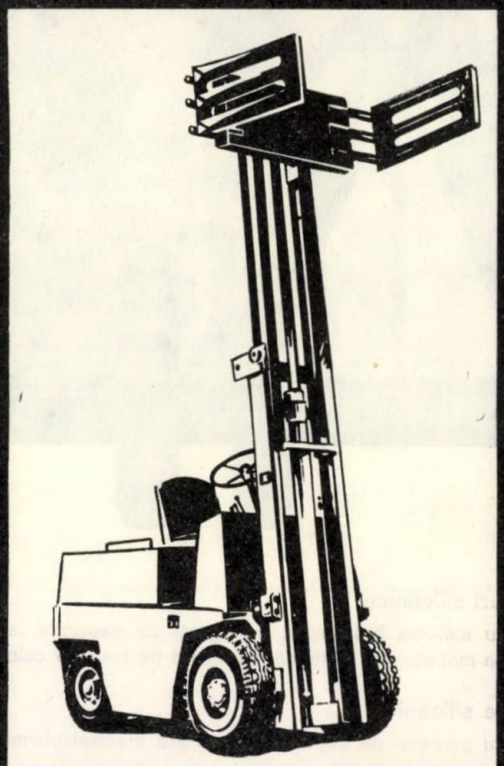
Vă stăm la dispoziție pentru consultații și material documentar

WACKER

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1, Republica Federală a Germaniei

balkancar



Construcţie solidă şi sigură,
randament superior,
maniabilitate sporită

ELECTROCARE

elevatoare universale de mare înălţime,
de mică înălţime, cu platformă,
tractoare şi basculante

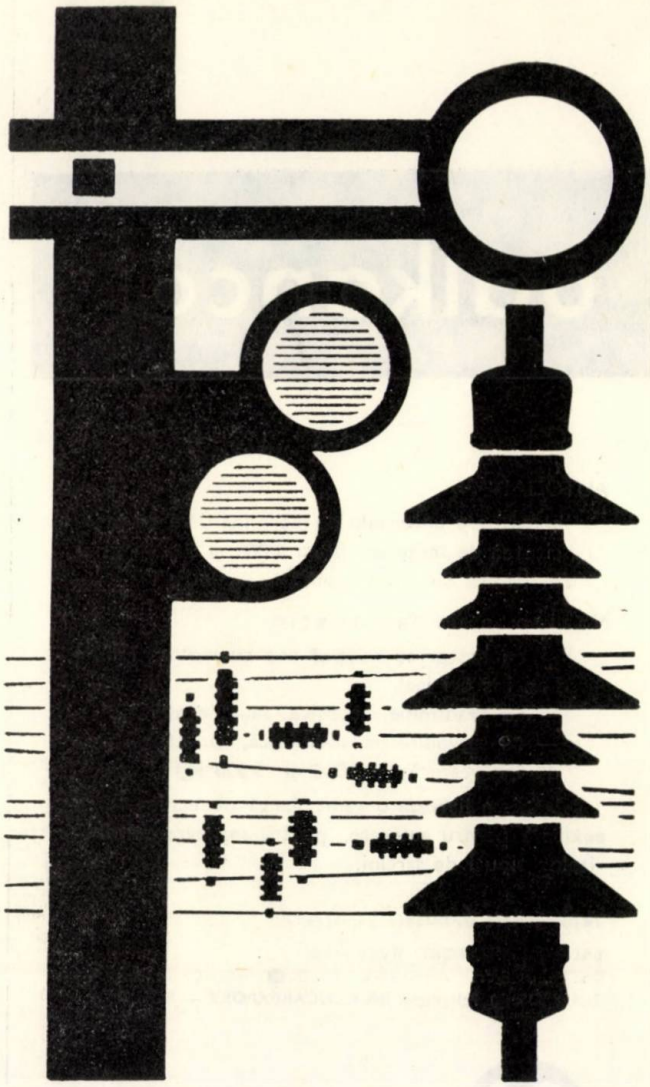
AUTOCARE

elevatoare universale de mare înălţime
cu platformă şi basculante
cu motor cu benzină sau Diesel

Pentru elevatoarele universale de mare înălţime Balkancar livreoză o serie de echipamente amovibile pentru manevrarea diferitelor tipuri de sarcini.

Pentru maşinile de fabricaţie Balkancar se asigură serviciile necesare şi piese de schimb.

Informaţii detaliate şi oferte:
Balkancarexport, Bulgaria,
Sofia, Str. Aksakov nr. 5, Telefon 88-53-21
Telex 386 Telegrame Balkancarexport Sofia



Atenţie! Siguranţă în primul rînd!

Siguranţă în primul rînd! Solicitarea mărită datorită firului de cale electric face necesară folosirea izolatoarelor cu calităţi ireproşabile. Noi fabricăm asemenea izolatoare. Izolatoarele tip bară cu miez plin prezintă din punct de vedere electric siguranţă contra străpungerii şi din punct de vedere mecanic, rezistenţă superioară.

Am livrat aceste izolatoare în Europa şi peste ocean, în cantităţi foarte mari. Avem o bogată experienţă. Cereţi de la noi informaţii.

Siguranţă în primul rînd!

Exportator

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 104 BERLIN CHAUSSEESTRASSE 111 112

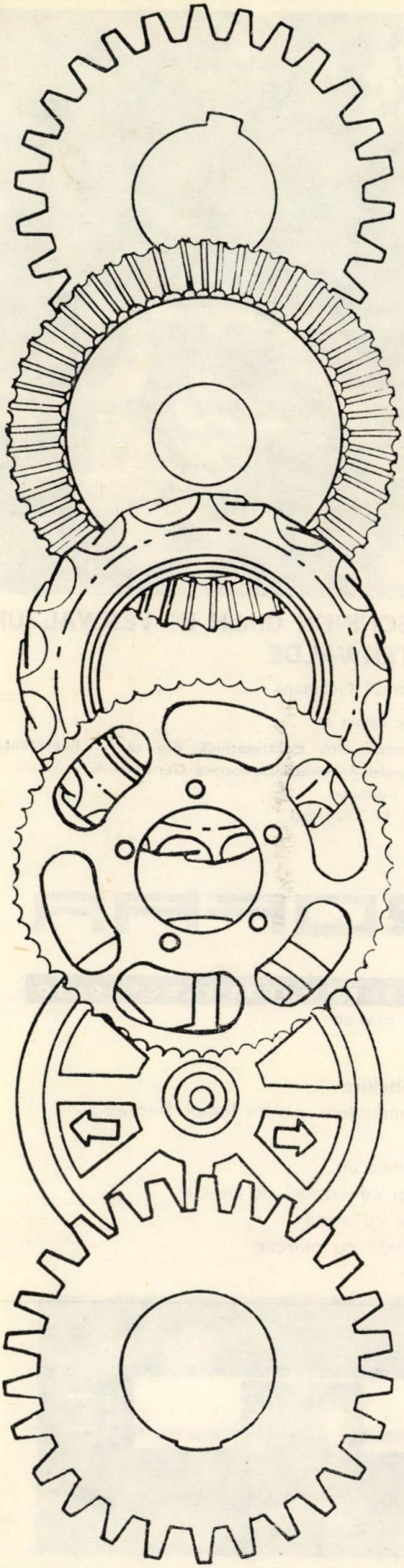
Republica Democrată Germană

ELEKTROKERAMISCHE WERKE DER DDR

Cei interesaţi se pot adresa la:
Biroul tehnic-comercial

DIA Elektrotechnik din cadrul

Reprezentanţei comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane din Republica Socialistă România
Calea Dorobanţilor, nr. 14, Bucureşti



EXPOZIȚIA INDUSTRIALĂ BRITANICĂ

Alegerea echipamentului industrial, a mașinilor și a elementelor componente este de o importanță deosebită și nu cunoaște limite. Inalta calitate și performanțele deosebite ale produselor britanice sînt cunoscute și apreciate în toată lumea. Toate produsele care vor fi expuse în cadrul Expoziției Industriale Britanice corespund cerințelor specifice ale pieței românești. Datorită acestui fapt, în cadrul expoziției se vor expune produse care prezintă interes pentru reprezentanții fiecărei ramuri comerciale. Informații tehnice complete și prospecte vor fi distribuite la fiecare stand. De asemenea cu multe din produsele expuse se vor face demonstrații practice pentru a se ilustra condițiile de lucru.

Deschisă zilnic (inclusiv duminica) între orele 10 - 18.
In zilele de lucru, între orele 10 – 13, expoziția este deschisă numai pentru specialiști.

Organizatoarea expoziției este societatea
INDUSTRIAL AND TRADE FAIRS INTERNATIONAL LTD.

Expoziția funcționează în:

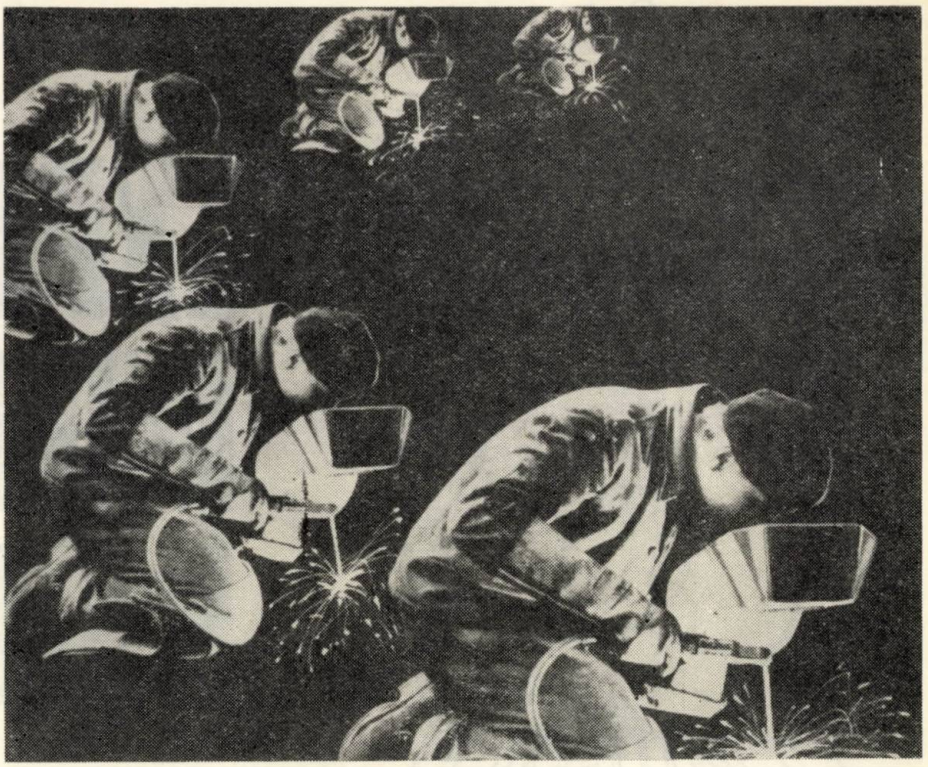
BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII
17 - 27 octombrie 1968

PIAȚA SCÎNTEII BUCUREȘTI, 17-27 OCTOMBRIE 1968

UNDE LUCREAZĂ MULȚI SUDORI

acolo își dovedește utilitatea un redresor de sudură Kjellberg cu mai multe puncte de lucru. În centrele de greutate ale producției el economisește instalații mari energetice și în consecință pierderile corespunzătoare de tensiune și de curent. Redresorul Kjellberg KM 600 alimentează cu curent — în funcție de grosimea electrozilor — pînă la 11 locuri de lucru, iar redresorul KM 1100 pînă la 22 puncte de sudură. Curentul de sudură este 600 A la modelul KM 600, respectiv 1000 A (pe durate scurte, chiar 1400 A) la modelul KM 1100.

Redresoarele cu puncte multiple de lucru Kjellberg au însușiri superioare de sudură, iar construcția lor robustă le asigură o îndelungată durată de serviciu. Arcul se aprinde ușor, iar reglajul curentului de sudură la locul de lucru se produce prin regulatoare cu dispozitiv continuu. Vă rugăm, să vă informați asupra redresoarelor de sudură Kjellberg.



Kjellberg

ELECTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG
DDR — 798 FINSTERWALDE

Republica Democrată Germană

Exportator:

Elektrotechnik

EXPORT — IMPORT

Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik DDR 104, Berlin, Chausseestr. 111/112

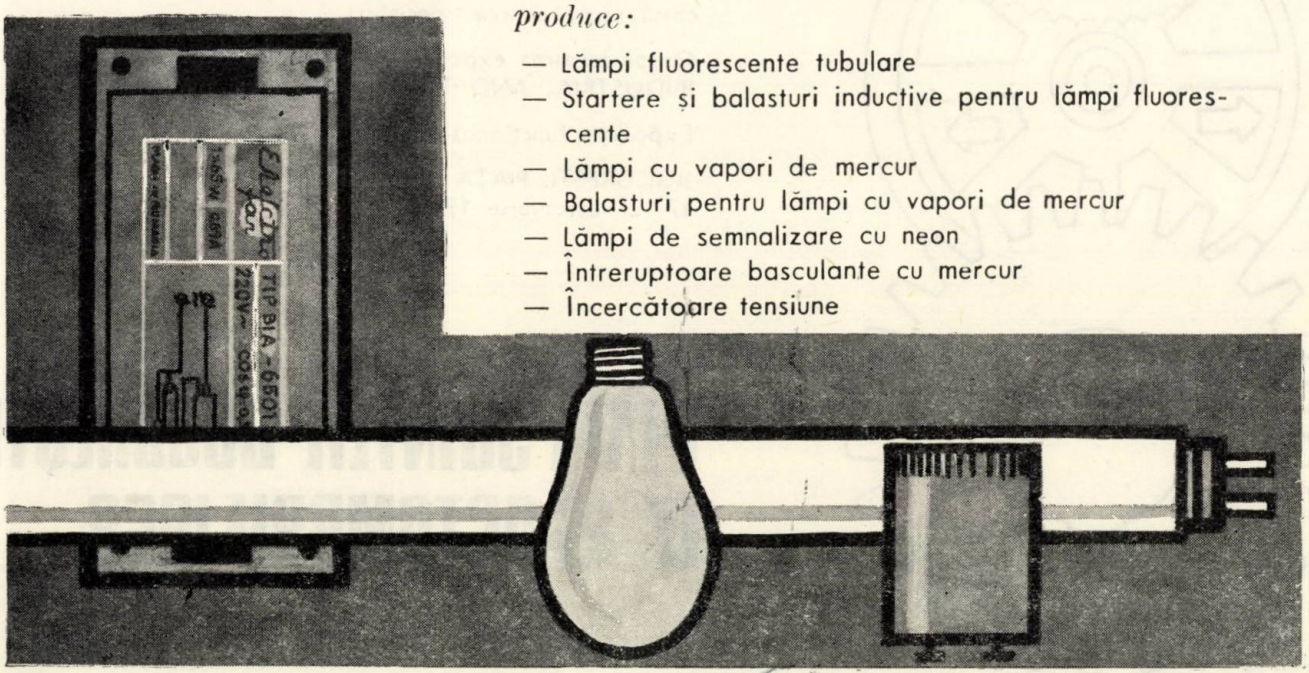
Cei interesați se pot adresa la:

Biroul tehnic-comercial DIA Elektrotechnik din cadrul Reprezentanței Comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane în Republica Socialistă România
Calea Dorobanților, 14, București

ELECTROFAR

FABRICA DE LĂMPI FLUORESCENTE ȘI PRODUSE ELECTROVID

BUCUREȘTI, STR. PARINGULUI 76, SECT. 8 TEL 175100



produce:

— Lămpi fluorescente tubulare
— Startere și balasturi inductive pentru lămpi fluorescente
— Lămpi cu vapori de mercur
— Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur
— Lămpi de semnalizare cu neon
— Întreruptoare basculante cu mercur
— Încercătoare tensiune

întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare

Proiectează, construiește și montează următoarele tipuri de ascensoare:

- Ascensoare de persoane pentru imobile de locuit și clădiri social administrative
- Ascensoare pentru spitale și policlinici
- Ascensoare pentru materiale, 320—5000 kgf
- Ascensoare de 100 kgf
- Ascensoare de persoane sau materiale pentru medii; umed, umed salin sau cu praf
- Piese de schimb pentru ascensoare de fabricație IFMA

În funcție de destinația ascensorului se pot realiza următoarele programe de funcționare:

- Comenzi universale cu uși de acces semiautomate sau automate. Comenzi colectiv—selective cu uși de acces automate
- Comenzi colective în jos, cu uși de acces automate
- Comenzi colective, duplex

Șos. Giulești, nr. 8, telefon 17.45.00; 18.32.00

1969 MAR 27

ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

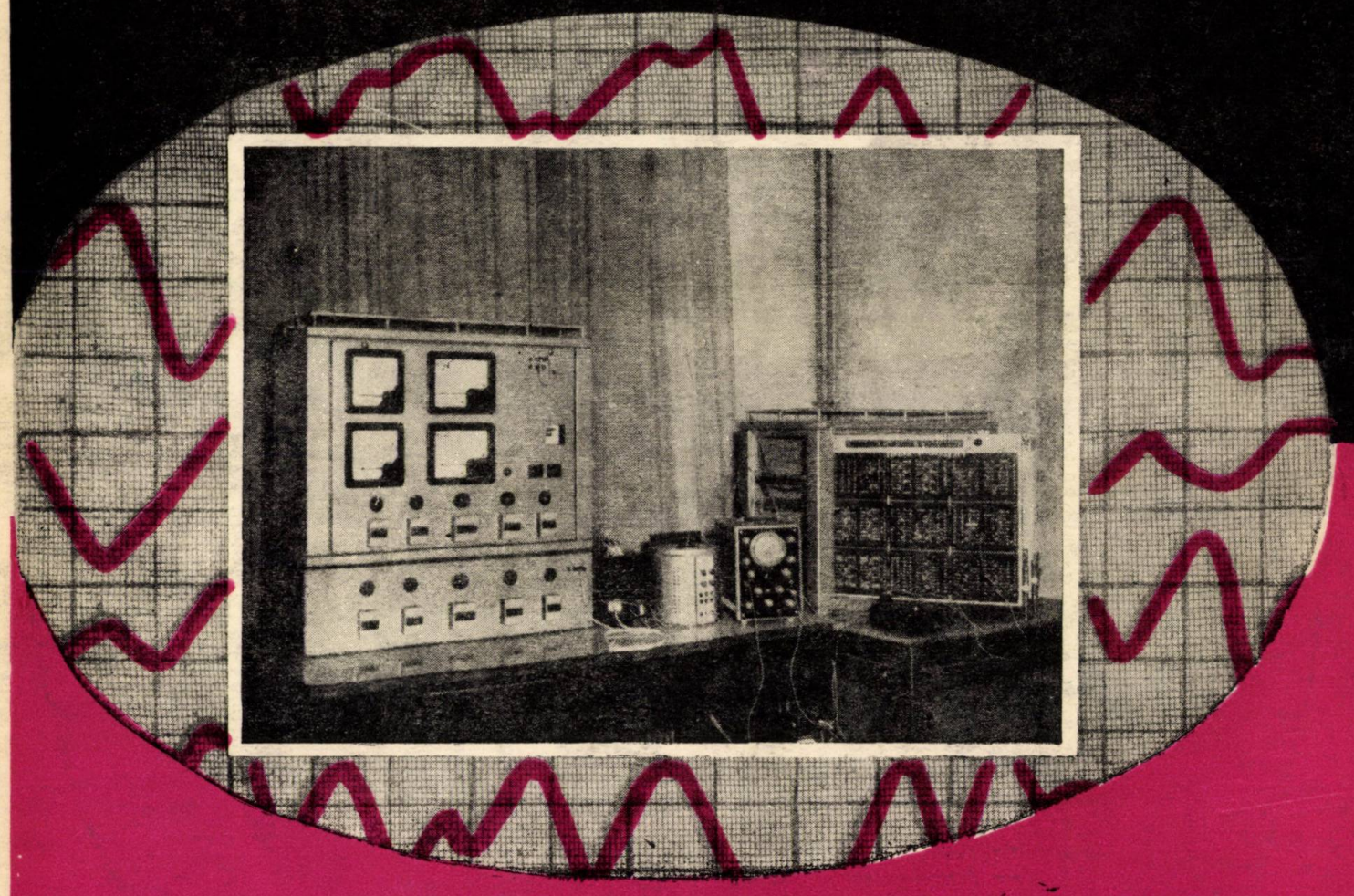
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projectierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



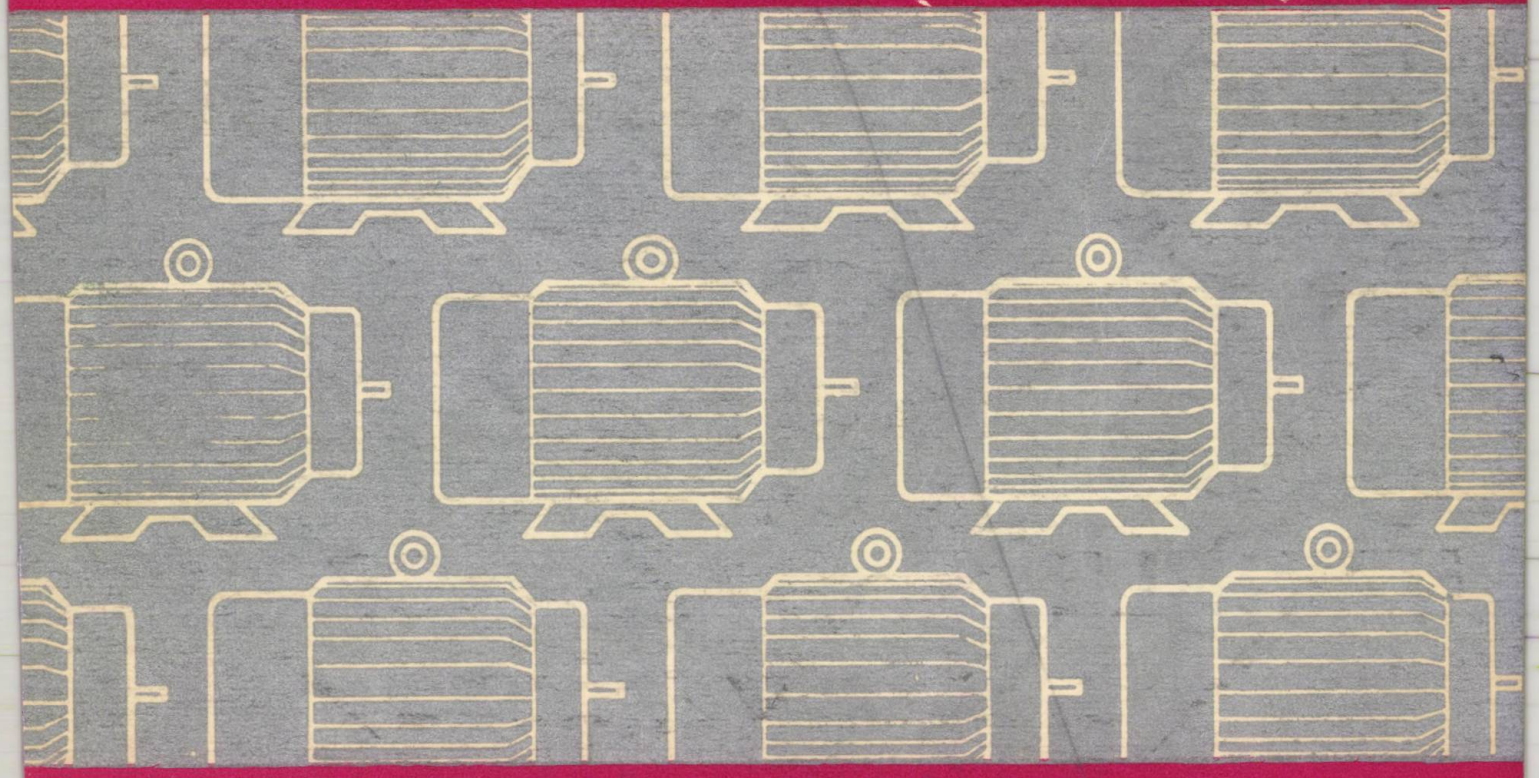
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

REFERATIVA

ELECTROTEHNICA



ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 16 • Nr. 11 • NOIEMBRIE 1968

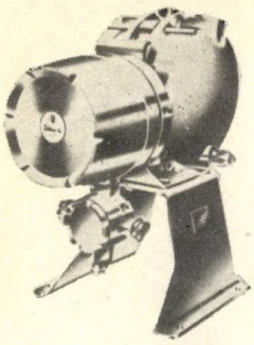
11

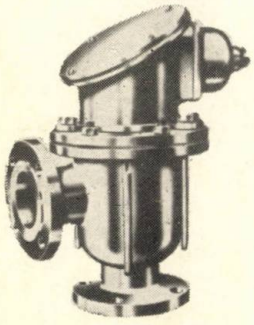
UZINELE CRAIOVA

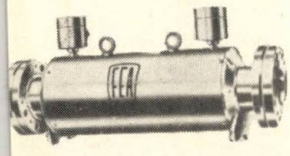
ELECTROPUTERE

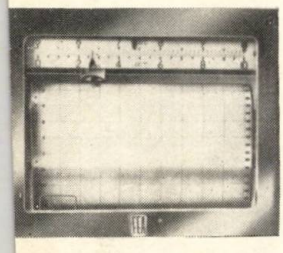
Uzinele Electroputere Craiova execută la comandă produse care satisfac cele mai pretenţioase condiţii impuse de exploatare, avînd performanţe la nivelul celor mai moderne echipamente electrice pe plan mondial.

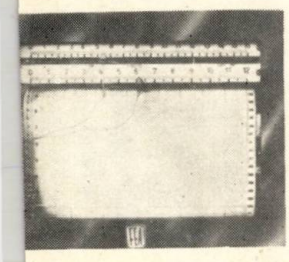
Pentru amănunte, cereţi uzinei cataloagele în care se pot găsi indicaţii pentru caracteristici tehnice, preţul şi condiţii de livrare.

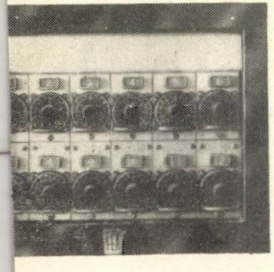












Livrăm aparate şi elemente de automatizare, circulte de comutaţie statică, instalaţii de control centralizat, cu diverse semnale unificate, pentru echiparea instalaţiilor de măsurare, de comandare sau de reglare, simple sau complexe, acoperind nevoile proceselor lente sau rapide din cele mai variate domenii industriale

FEA

FABRICA DE ELEMENTE PENTRU AUTOMATIZĂRI

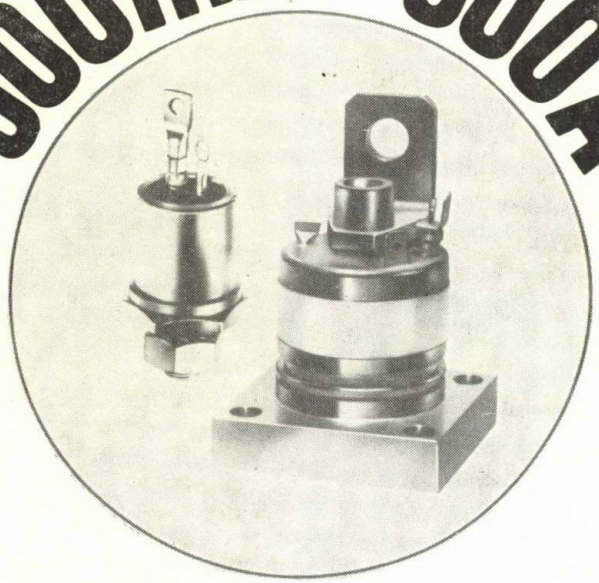
București-Sectorul II Calea Floreasca Nr. 242 - 244

TELEFON: 33.26.60

WESTINGHOUSE

TIRISTOARE

500mA – 500A



Plaja de tiristoare Westinghouse de producție britanică este cea mai largă astăzi disponibilă. Pentru aplicarea la convertizoare se pot alege peste 20 de valori de curent într-o gamă largă de tensiuni pînă la 2 kV.

Se oferă tiristoare cu întrerupere rapidă pentru folosirea în inversoare și în circuite similare. Plaja de curenți disponibilă este similară cu aceea a seriilor de convertizoare cu caracteristici de întrerupere în următoarele game:

Durata de comutație, 12—30 μs
dv/dt 20—200 V cap/μs
di/dt pînă la 150 A/μs.

Toate tiristoarele Westinghouse sînt:

- Construite din contacte de presiune neuzabile de înaltă stabilitate și fiabilitate.
- Închise în capsule de ceramică pe postament de cupru cu secțiune mare pentru rezistență mecanică ridicată.
- Încercate 100 % la toți parametrii înainte de expediere.

Sînt disponibile, de asemenea, într-o plajă largă diode de siliciu de fabricație britanică cu curenți de la 500 mA pînă la 830 A și tensiuni pînă la 3 kV.

PENTRU INFORMAȚII COMPLETE SCRIEȚI-NE PE ADRESA:

EXPORT DEPARTAMENT, SEMICONDUCTION DIVISION

WESTINGHOUSE

WESTINGHOUSE BRAKE
AND SIGNAL COMPANY LIMITED

82 YORK MAY, LONDON, N. 1, ENGLAND
TELEPHONE: 01—837—6432

E 20410

ELECTROTEHNICA

Anul 16 Nr. 11, pag. 401—440 noiembrie 1968

CUPRINS

CZ 537. 525 : 532.5 : 621.313.12.011.001.24

Nicolaide, A. : **Studiul canalelor magnetohidrodinamice cu simetrie periodică prin metoda transformărilor conforme.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 401—406

Studiul cîmpurilor bidimensionale cu simetrie periodică prezintă interes în numeroase aplicaţii, în special la studiul canalelor magnetohidrodinamice ale generatoarelor cu electrozi segmentaţi. Un mijloc eficient de studiu al acestor probleme este metoda transformărilor conforme. Rezolvarea acestor probleme este făcută în literatură cu ajutorul formei clasice a teoremei Schwarz-Christoffel; sînt însă necesare numeroase calcule şi transformări intermediare.

Autorul indică pentru expresia funcţiilor de transformare conformă, din aceste cazuri, expresii şi demonstraţii simple care nu sînt cunoscute în literatură. Se arată cum rezultatele stabilite în literatură şi care necesită un volum mare de calcule se pot obţine imediat.

CZ 621.315.1.017 : 621.372.2.2.091 : 618.332

Adămuţ, I. : **Consideraţii metodologice privind cercetarea pe calculatoare analogice a fenomenelor de propagare pe linii cu pierderi prin metoda lanţului de cuadripoli.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 406—412

Se indică modelele analogice ale ecuaţiilor de ordinul unu şi ordinul doi deduse din teoremele Kirchhoff şi din condiţiile pe frontieră pentru liniile electrice cu pierderi. Se arată limitările ce survin în stabilirea scărilor de timp şi a numărului de cuadripoli ca o consecinţă a considerării pierderilor. Se fac unele comparaţii calitative cu metoda matematică a diferenţelor finite.

CZ 621.313.32.017.001.5

Măgureanu, R. : **O nouă metodă recuperativă de încercare a maşinii sincrone.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 413—417

Se prezintă o metodă nouă de încărcare recuperativă a maşinii sincrone, prin varierea artificială a unghiului intern δ. Maşina de încercat este cuplată mecanic cu o maşină de antrenare sincronă specială sau asincronă sincronizată, căreia pentru un sistem adecvat de alimentare i se poate roti axa $N - S$ pe un domeniu de 360 grade electrice şi deci, încărcarea.

În încheiere se prezintă o nouă metodă de măsurare a reactanţelor maşinilor în regim sincron.

CZ 621.315.623.3.027.3.001.2 : 621.315.92

Popescu, Ch. şi *Huidu, Th.* : **Probleme ale proiectării izolatoarelor suport de interior din răşini epoxidice.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 417—428

Pe baza unui amestec conţinînd răşină epoxidică fabricată în ţară, s-au proiectat şi realizat în I.C.P.E. izolatoare suport de interior de 20 kV. În articol se prezintă problemele care s-au pus la proiectarea acestor tipuri de izolatoare şi studiile stării de tensiune (prin fotoelasticitate) şi ale cîmpului în jurul izolatorului (prin modelări în baia electrică) efectuate în scopul obţinerii unei soluţii corespunzătoare din punct de vedere tehnico-economic. În încheiere se prezintă izolatoarele realizate şi performanţele lor.

CZ 612.312 : 621.315.2. : 621.317.39 : 531.717

Lapohos, I. : **Aparat transistorizat pentru măsurarea centricităţii cablurilor izolate.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 428—430

CZ 621. 317. 783- 016. 24 : 538. 652

Heler, A, şi *Daba, D,* **Noi scheme electrice de varmetre magnetorezistive în curent alternativ sinusoidal.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov 1968, p. 430—436

RECENZII 437—438
REFERATE 438—440

Abonați-vă
la
reviștele:
CONSTRUCȚIA
DE MAȘINI
ELECTROTEHNICA
AUTOMATICA
ȘI
ELECTRONICA

СОДЕРЖЕНИЕ

ДК 537.525.532.5 : 621313.12.001.24

Николаиде, А.: **Изучение магнитогидродинамических каналов с симметрической периодичностью методом конформного преобразования.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, ноябрь 1968, стр. 401–406

Исследование двуразмерных полей с симметрической периодичностью представляет многосторонний интерес главным образом при изучении магнитогидродинамических каналов с сегментными электродами.

Эффективным средством для изучения этих вопросов является метод конформного преобразования. В литературе данный вопрос решается при помощи классической формы теоремы Schwarz-Christoffel, однако при этом необходимы многочисленные расчеты и промежуточные преобразования.

Автор предлагает для выражения функций конформного преобразования, в данном случае, простые выражения, неизвестные в литературе. Показано, как результаты, установленные в литературе и требующие многочислных расчетов, можно получить немедленно.

ДК 621.315.1.017 : 621.372.2.091 : 681.332

Адэмуц, И.: **Методологические соображения в связи с исследованием на аналогических счетных устройствах явлений распространения на линиях с потерей методом четырехполюсной цепи.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, ноябрь 1968, стр. 406–412

Показаны уравнения первого и второго порядка, выведенные из теорем Kirohoff и граничные усл вия для электрических линий с потерями.

Приведены соответствующие аналогические модели; показаны ограничения, возникающие при установлении ступеней времени и количества четырехполюсов, как следствие оценки потерь. Проводятся качественные сравнения с математическим методом конечных разностей.

ДК 621.313.32.017.001.5

Мэгуряну, Р.: **Новый рекуперативный метод зарядки синхронных машин,**

Electrotehnica **16**, nr. 11, ноябрь 1968, стр. 413–417

Описывается новый метод рекуперативной зарядки синхронных машин, путем искусственного изменения внутреннего угла δ. Машина для зарядки соединяется механически со специальной синхронной приводной машиной или с синхронизированной асинхронной, которой ось N—S, для соответствующей системы питания может вращаться в области 360 электрических градусов, следовательно происходит зарядка.

В заключение приводится новый метод измерения реактивного сопротивления машин в синхронном режиме.

ДК 621.315.623.3.027.3.001.2 : 621.315.92

Попеску, Г. и *Хуиду, Т.:* **К вопросу проектирования опорных вводных изоляторов из эпоксидных смол.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, ноябрь 1968, стр. 417–428

На основе смеси с содержанием эпоксидных смол румынского производства, были запроектированы и изготоблены в I. C. P. E. опорные вводные изоляторы в 20 кв. В статье излагаются проблемы, связанные с проектированием этого типа изоляторов и исследования состояния напряжения (фотоэлектрическим путем) у поля вокруг изолятора (путем моделурования в электрической ванне), проведенные с целью получения соответствующих решений с технико-экономической точки зрения. В заключение представлены изоляторы и достигнутые результаты.

ДК 621.312 : 621.315.2 : 621.317.39 : 531.717

Лапохос, И.: **Транзисторный прибор для измерения центрирования отдельных кабелей.**

Electrotehnica 16, no. 11, ноябрь 1968, стр. 428–430

ДК 621.317.783.016.24 :538-652

Гелер, А. Доба, Д, **Новые электрические схемы магнитнорезистивных ваттметров в переменом токе.**

Electrotelmica *16* nr. 11 окт. 1968 стр. 430–436

РЕЦЕНЗИИ 437–438

ДОКЛАДЫ 438–440

INHALTSVERZEICHNIS

DK 537.525 : 352.5 : 621.313.12.011.001.24

Nicolaide, A. : **Das Studium der magnetohydrodynamischen Kanäle periodischer Symetrie durch die Methode der konformen Transformierungen.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S. 401–406

Das Studium der zwei dimensionalen Felder mit periodischer Symetrie ist bei vielen Anwendungen von Interesse, insbesondere bei Untersuchung der magnetohydrodynamischen Kanäle bei Generatoren mit geteilten Elektroden.

Ein wirksames Mittel zur Untersuchung dieser Probleme ist die Methode der konformen Transformierungen. Die Lösung dieser Aufgaben wird in der Fachliteratur mit Hilfe der klassischen Methode des Schwarz-Christoffel'schen Satzes erreicht, doch benötigt man hierbei viele Berechnungen und Zwischentransformierungen.

Verfasser findet für die Funktionen konformer Transformierung in solchen Fällen Ausdrücke und einfache Ableitungen die bisher in der Fachliteratur nicht bekannt waren. Man zeigt wie man Resultate, an die man bisher durch langwierige Berechnungen gelangte, nunmehr sofort erzielen kann.

DK 6121.315.1.017 : 621.372.2.091 : 681.332

Adămuț, I. : **Methodologische Betrachtungen für die Untersuchung auf Analogrechenmaschinen der Fortpflanzungserscheinungen auf Linien mit Verlusten durch die Methode der Vierpolkette.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S. 406–412

Man zeigt die aus den Kirchhoff'schen Sätzen abgeleitehen Gleichungen ersten und zweiten Grades und die Grenzbedingungen fur die elektrischen Leitungen mit Verlusten.

Dann werden die entsprechenden Analogmodelle angegeben ; man zeigt die Begrenzungen, die bei der Feststellung der Zeitmasstäbe und der Anzahl der Vierpole, als Folge der Berücksichtigung der Verluste, auftreten. Es folgen dann einige Vergleiche mit der mathematischen Methode der endlichen Differenzen.

DK 621.313.32.017.001.5 413–417

Măgureanu, R. : **Eine neue Rückgewinnungsmethode bei der Belastung der Synchronmaschine.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S.

Dargestellt wird eine neue Methode der Lastrückgewinnung von Synchronmaschinen durch die künstliche Aenderung des Innenwinkels δ.

Die Versuchsmaschine ist mit einer besonderen Synchron- oder synchronisierten Asynchronantriebsmaschine mecnanisch gekuppelt. Dieser kann man für ein entsprechendes Speisungssystem die Axe N–S, und damit die Belastung, um einen Winkel bis 360 elektrischen Gräden umdrehen.

Zum Schluss wird eine neue Messmethode der Reaktanzen von Maschinen im Synchronbetrieb angegeben.

DK 621.315.623.3.027.3.001.2 : : 621.315.92

Popescu, Ch. und *Huidu, Th.* : **Probleme bzgl. Entwurf von Innen — Stützisolatoren aus epoxydischen Harzen.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S. 417–428

Mit Hilfe einer Mischung, die im Lande erzeugtes epoxydisches Harz enthält wurden bei dem I. C. P. E. Innen — Stützisolatoren von 20 kV hergestellt. Der Aufsatz weist auf die Aufgaben hin, die beim Entwurf dieser Isolatorentypen gestellt, sowie auf die Untersuchung (mit Hilfe der Photoelastizität) des Beanspruchungszustandes und des Feldes rings um den Izolator (durch Modellierungen im elektrischen Bad), welche zum Zweck der Erzielung einer befriedigenden technisch — wirtschaftlichen Lösung durchgeführt wurde. Zum Schluss werden die ausgeführten Isolatoren nebst ihren Eigenschaften beschrieben.

DK 621.312. : 621.315.2 : 621.317.39 : 531.717

Lapohos, I. : **Transistorapparat zur Messung der Zentrizität von izolierten Kabeln.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S. 428–430

DK 621.317.783.016.24 :548.652

Heler, A, und *Daba, D.:* **Neue elektrische Schemen von magnetoresistiven Blindleistungsmessern für Wechselstrom.**

Electrotehnica **16**, H. 11, Nov. 1968, S. 430–436

BUCHBESPRECHUNGEN 437–438
REFERATE 438–440

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 11 București, noiembrie 1968

Studiul canalelor magnetohidrodinamice cu simetrie periodică prin metoda transformărilor conforme

Andrei Nicolaide * — Brașov

CZ 537.525 : 532.5 : 621.313.12.011.001.24

În numeroase probleme este necesar să se studieze cîmpuri potențiale bidimensionale cu simetrie periodică. În ultimul timp astfel de probleme prezintă o deosebită importanță pentru studiul canalelor magnetohidrodinamice cu distribuția periodică a electrozilor. La aceste canale, care sînt parcurse de plasmă și se află sub acțiunea unui cîmp magnetic, apare un efect Hall important, care complică studiul.

O metodă eficientă de rezolvare pentru astfel de probleme este utilizarea transformărilor conforme. Cu ajutorul acestor transformări se înlocuiește configurația care se studiază prin alta, la care repartiția cîmpului este cunoscută.

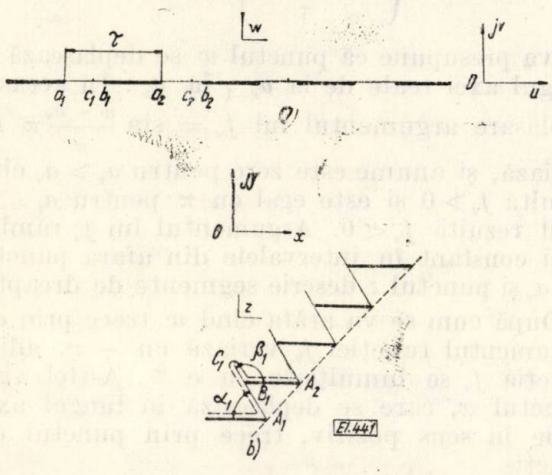


Fig. 1. Transformarea conformă a domeniului unui canal MHD reprezentat în planul w, foarte înalt, cu electrozii segmentați cu distribuție periodică, în domeniul de deasupra unei linii frînte în planul z.

Importanță deosebită prezintă configurațiile din figurile 1, *a* și 2, *a*, care trebuie înlocuite prin configurațiile din figurile 1, *b* și 2, *b*, pentru care distribuția cîmpului este în general ușor de stabilit. Înclinarea segmentelor cu un anumit unghi în configurația transformată permite să se obțină în cazul efectului Hall linii de cîmp drepte paralele.

Există deci de rezolvat două probleme:

1. Transformarea conformă a domeniului de deasupra unei linii frînte cu simetrie periodică

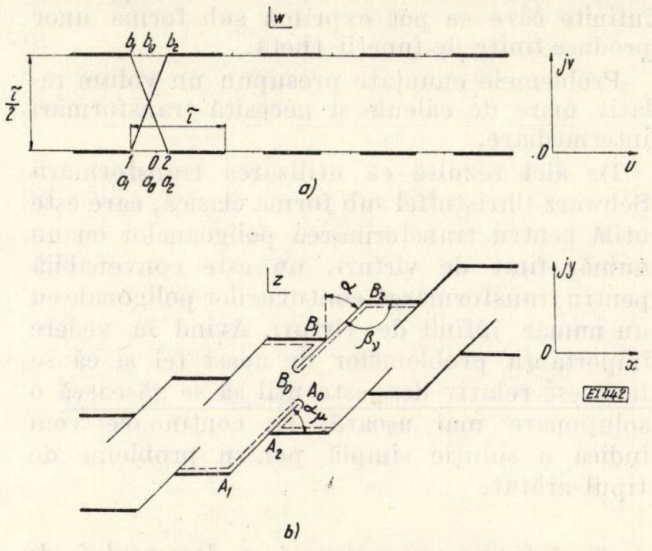


Fig. 2. Transformarea conformă a domeniului unui canal MHD, reprezentat în planul w, de înălțime finită, cu electrozii segmentați cu distribuție periodică, în domeniul dintre două linii frînte în planul z.

din planul z, în semiplanul superior din planul w.

2. Transformarea conformă a domeniului dintre două linii frînte cu simetrie periodică din planul z într-o bandă delimitată de două drepte paralele în planul w.

În practică poate interveni atît transformarea de la figura *a* la figura *b*, cît și transformarea inversă. În problemele de studiul canalelor magnetohidrodinamice apare de obicei transformarea de la figura *a* la figura *b*.

* Dr. ing. *A. Nicolaide* este conferențiar la Institutul politehnic — Brașov.

S-au publicat mai multe studii asupra acestor probleme. Deosebit de interesante şi fundamentate matematic sînt lucrările lui Haeussler [2] şi Welly [3]. Calculele din lucrarea [3] sînt expuse mai amănunţit în lucrarea [4].

În lucrarea lui Haeussler [2] este soluţionată prima problemă, şi anume transformarea conformă a configuraţiei din figura 1, *a* în configuraţia din figura 1, *b*. În acest scop se utilizează transformarea Schwarz-Christoffel sub forma clasică [1]. Rezultă produse infinite care se pot exprima sub forma unor produse finite de funcţii trigonometrice.

În lucrarea lui Welly [3] este soluţionată a doua problemă care este mai dificilă, şi anume transformarea conformă a configuraţiei din figura 2, *a* în configuraţia din figura 2, *b*. În acest scop se transformă banda din figura 2, *a* cu ajutorul funcţiei $\exp \frac{\pi z}{a}$ într-un semiplan superior. Apoi cu ajutorul transformării Schwarz-Christoffel sub forma clasică [1], se transformă conturul cu un număr infinit de vîrfuri din figura 2, *b* în acelaşi semiplan superior şi rezultă transformarea căutată. Rezultă produse infinite care se pot exprima sub forma unor produse finite de funcţii theta.

Problemele enunţate presupun un volum relativ mare de calcule şi necesită transformări intermediare.

De aici rezultă că utilizarea transformării Schwarz-Christoffel sub forma clasică, care este utilă pentru transformarea poligoanelor cu un număr finit de vîrfuri, nu este convenabilă pentru transformarea contururilor poligonale cu un număr infinit de vîrfuri. Avînd în vedere importanţa problemelor de acest fel şi că se întîlnesc relativ des, este util să se găsească o soluţionare mai uşoară. În continuare vom indica o soluţie simplă pentru probleme de tipul arătat.

1. Transformarea conformă a domeniului de deasupra unei linii frînte cu simetrie periodică din planul z în semiplanul superior din planul w

Domeniul din planul z şi domeniul din planul w sînt reprezentate în figura 3. Fiecare perioadă a liniei frînte din planul z cuprinde n vîrfuri. În planul w perioada s-a notat cu τ. Vîrfurilor liniei frînte din planul z le corespund în planul w pe axa reală punctele a_ν. Fiecare contur se parcurge în sens pozitiv, adică astfel încît domeniul să rămînă la stînga.

Funcţia $z = f(w)$ cu care se face transformarea conformă trebuie să satisfacă următoarele condiţii: să fie o funcţie holomorfă în interiorul domeniului; să transforme un contur în celălalt; să aibă argumentul constant în lungul fiecărui segment al liniei frînte; în fiecare vîrf al liniei frînte derivata $\frac{dz}{dw}$ să-şi modifice argumentul; să fie periodică.

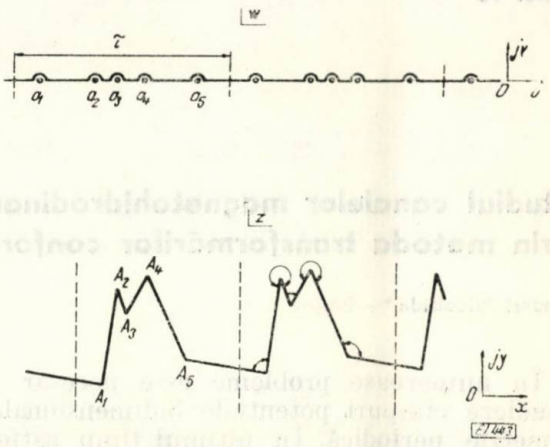


Fig. 3. Transformarea conformă a domeniului de deasupra unei linii frînte cu simetrie periodică din planul z, în semiplanul superior din planul w.

Se va considera mulţimea punctelor a_ν distribuite cu perioada τ în lungul axei reale Ou. O funcţie care să-şi schimbe argumentul în punctele a_ν este:

$$\left(\sin \frac{w - a_\nu}{\tau}\pi\right)^{\frac{\alpha_\nu}{\pi} - 1}.$$

Se va presupune că punctul w se deplasează în lungul axei reale de la a_{k-1} la a_k. În această deplasare argumentul lui $f_\nu = \sin \frac{w - a_\nu}{\tau}\pi$ nu variază, şi anume este zero pentru $a_k > a_\nu$ cînd rezultă $f_\nu > 0$ şi este egal cu π pentru $a_k \leqslant a_\nu$ cînd rezultă $f_\nu < 0$. Argumentul lui f_ν rămîne deci constant în intervalele din afara punctelor a_ν şi punctul z descrie segmente de dreaptă.

După cum se va arăta cînd w trece prin a_ν, argumentul funcţiei f_ν variază cu $-\pi$, adică funcţia f_ν se înmulţeşte cu $e^{-j\pi}$. Astfel cînd punctul w, care se deplasează în lungul axei reale în sens pozitiv, trece prin punctul a_ν, funcţia

$$\left(\sin \frac{w - a_\nu}{\tau}\pi\right)^{\frac{\alpha_\nu}{\pi} - 1}$$

se înmulţeşte cu $e^{-j\pi\left(\frac{\alpha_\nu}{\pi} - 1\right)}$ sau $e^{(j\pi - \alpha_\nu)}$.

Acelaşi rezultat se obţine pentru toate punctele

$$a_i = a_\nu + n\tau$$

(n, întreg pozitiv sau negativ), deoarece în aceste puncte funcţia f_ν trece prin zero şi îşi

schimbă semnul, iar argumentul variază cu $-\pi$. În adevăr cînd punctul w se deplasează în lungul axei reale în sens pozitiv și înconjoară punctul a_ν după un semicerc de rază infinit mică, aflat în semiplanul superior, atunci în vecinătatea punctului a_ν se poate scrie $w = a_\nu + re^{j\theta}$. Dacă w descrie semicercul, arcul θ variază de la π la 0, iar argumentul lui f_ν variază cu $-\pi$. Cînd punctul w înconjoară după un semicerc punctul $a_\nu + \tau$, atunci neglijînd infiniții mici de ordin superior, se obține $f_\nu = -\frac{\pi}{\tau} re^{j\theta}$. Dacă w descrie semicercul, arcul θ variază de la π la 0, iar argumentul lui f_ν variază ca și mai înainte cu $-\pi$.

Cînd w se deplasează în lungul axei reale, în sens pozitiv, atunci la trecerea prin punctul a_ν, după cum se vede din figura 3, deoarece se modifică argumentul, derivata $\frac{dz}{dw}$ se înmulțește cu $e^{j(\pi-\alpha_\nu)}$, adică tocmai cu expresia găsită mai înainte.

Rezultă că formula de transformare a domeniului din planul z în domeniul din planul w sau invers este :

$$\frac{dz}{dw} = A\prod_{\nu=1}^{\nu=n}\left[\sin\left(\frac{w-a_\nu}{\tau}\pi\right)\right]^{\frac{\alpha_\nu}{\pi}-1} \qquad (1)$$

și deci :

$$z = A\int_0^W \prod_{\nu=1}^{\nu=n}\left[\sin\left(\frac{w-a_\nu}{\tau}\pi\right)\right]^{\frac{\alpha_\nu}{\pi}-1} dw + C. \qquad (2)$$

După cum rezultă din figura 3 unghiurile liniei frînte satisfac relația :

$$\sum_{\nu=1}^{\nu=n}\alpha_\nu = n\pi.$$

Funcția (2) este holomorfă în interiorul și pe conturul domeniului, cu excepția vîrfurilor liniei frînte și satisface condițiile enumerate.

Se va considera mai întîi trecerea de la planul w la planul z. Atunci mărimea A fixează dimensiunile și orientarea liniei frînte, iar mărimea C, originea sistemului de referință.

Se va considera acum trecerea de la planul z la planul w. În expresia (2) se pot considera ca necunoscute : constanta complexă A, constanta complexă C, cele n mărimi reale a_ν, și cele $n-1$ mărimi reale α_ν, în total $2n+3$ constante reale. Pentru determinarea acestor constante se dispune de $2n$ relații conținînd mărimi reale, care se obțin exprimînd valorile complexe ale lui z în vîrfurile liniei frînte; în total n mărimi care corespund valorilor $w = a_\nu$.

Deci se pot alege arbitrar trei constante reale; astfel se pot adopta în modul dorit trei puncte a_ν de pe axa reală a planului w. În situațiile întîlnite practic cele $n-1$ mărimi α_ν sînt cunoscute și deci din cele $2n$ ecuații obținute $n-1$ conduc la identități.

Constantele se pot determina și din relațiile obținute exprimînd lungimile laturilor liniei frînte, cu ajutorul formulei (2).

Aplicația 1. Transformarea conformă a domeniilor din figura 1

În cazul din figura 1 se obține imediat cu ajutorul formulei (2) :

$$z = A\int_0^w \left[\sin\frac{w-a_1}{\tau}\pi\right]^{\frac{\alpha_1}{\pi}-1}\cdot\left[\sin\frac{w-c_1}{\tau}\pi\right]^{\frac{2\pi}{\pi}-1}\cdot$$
$$\cdot\left[\sin\frac{w-b_1}{\tau}\pi\right]^{\frac{\beta_1}{\pi}-1} dw.$$

Cu notațiile din lucrarea [2] :

$$c_1 = -c; \quad a_1 = -b; \quad b_1 = b; \quad \tau = a;$$
$$\alpha_1 = \frac{\pi}{2} - \alpha; \qquad \beta_1 = \frac{\pi}{2} + \alpha,$$

se obține :

$$z = A\int_0^w \frac{\sin\frac{w+c}{a}\pi}{\left[\sin\frac{w+b}{a}\pi\right]^{\frac{1}{2}+\frac{\alpha}{\pi}}\left[\sin\frac{w-b}{a}\pi\right]^{\frac{1}{2}-\frac{\alpha}{\pi}}} dw,$$

deci se găsește imediat rezultatul din lucrarea [2].

2. *Transformarea conformă a domeniului dintre două linii frînte cu simetrie periodică din planul z într-o bandă din planul w*

Domeniul din planul z și domeniul din planul w sînt reprezentate în figura 4. Fiecare perioadă a liniilor frînte din planul z cuprinde m vîrfuri ale liniei frînte inferioare și n vîrfuri ale liniei

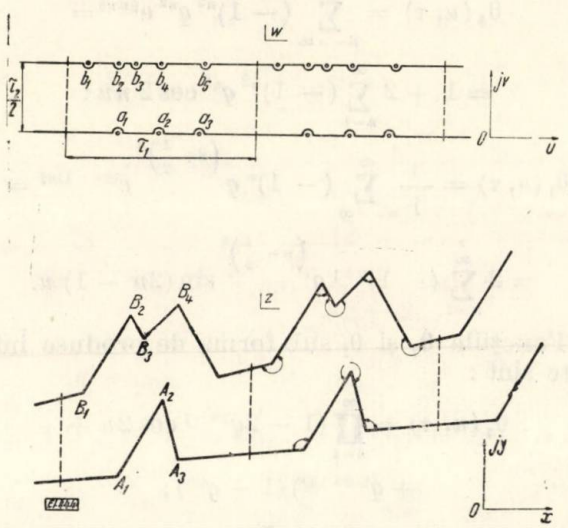


Fig. 4. Transformarea conformă a domeniului dintre două linii frînte cu simetrie periodică din planul z, într-o bandă din planul w.

rînte superioare. În planul w perioada s-a notat cu τ_1, iar distanţa dintre cele două drepte paralele cu $\frac{1}{2}\tau_2$.

Vîrfurilor liniei frînte inferioare din planul z le corespund punctele a_μ în planul w, pe dreapta $v = 0$, iar vîrfurilor liniei frînte superioare din planul z le corespund punctele b_ν în planul w, pe dreapta $v = \frac{\tau_2}{2}$. Fiecare contur se parcurge în sens pozitiv, adică astfel încît domeniul să rămînă la stînga.

Funcţia $z = f(w)$ cu care se face transformarea conformă trebuie să satisfacă condiţiile enumerate la punctul precedent. Din examinarea figurii 4 urmează că la o astfel de funcţie trebuie să se modifice argumentul derivatei $\frac{dz}{dw}$ în toate punctele a_μ de pe axa reală $v = 0$ şi de asemenea în toate punctele $b_\nu + j\frac{\tau_2}{2}$ de pe dreapta $v = \frac{\tau_2}{2}$, dar nu în alte puncte. Trebuie deci căutată o funcţie care să satisfacă condiţiile:

$$\begin{cases} F_a(a_\mu + n\tau_1) = 0 \\ F_a\left(a_\mu + n\tau_1 + j\frac{\tau_2}{2}\right) \neq 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_b\left(b_\nu + n\tau_1 + j\frac{\tau_2}{2}\right) = 0 \\ F_b(b_\nu + n\tau_1) \neq 0 \end{cases}$$

şi să-şi schimbe semnul în punctele în care se anulează. Anumite funcţii satisfac aceste condiţii, şi anume funcţiile θ_1 şi θ_4. Acestea sînt funcţii cvasiperiodice de $j\tau$ şi u [5].

Funcţiile θ_4 şi θ_1 se definesc ca sumele (pentru $|q| < 1$) următoarelor serii:

$$\theta_4(u,\tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^{n^2} q^{n^2} e^{2nuj} =$$

$$= 1 + 2\sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n^2} q^{n^2} \cos 2nu;$$

$$\theta_1(u,\tau) = \frac{1}{j}\sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n q^{\left(n+\frac{1}{2}\right)^2} e^{(2n+1)uj} =$$

$$= 2\sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} q^{\left(n-\frac{1}{2}\right)^2} \sin(2n-1)u.$$

Funcţiile θ_4 şi θ_1 sub forma de produse infinite sînt:

$$\theta_4(u,\tau) = \prod_{n=1}^{\infty} (1 - 2q^{2n-1}\cos 2u + q^{2(2n-1)})(1 - q^{2n});$$

$$\theta_1(u,\tau) = 2\sqrt[4]{q}\sin u \prod_{n=1}^{\infty} (1 - 2q^{2n}\cos 2u + q^{4n})(1 - q^{2n}),$$

unde $q = e^{\pi\tau j}$ şi $\operatorname{Im}\tau > 0$. În lucrarea de faţă τ este imaginar şi s-a înlocuit prin $j\tau$.

Zerourile acestor funcţii sînt [5]:

$$\theta_1(u) = 0 \text{ pentru } u = 2m\frac{\pi}{2} + j\,2n\frac{\pi}{2}\tau;$$

$$\theta_4(u) = 0 \text{ pentru } u = 2m\frac{\pi}{2} + j(2n-1)\frac{\pi}{2}\tau,$$

(m şi n întregi).

Aici spre deosebire de lucrarea [5] s-a notat $j\tau$ în loc de τ, pentru a pune în evidenţă că este vorba de o mărime imaginară.

Deci pentru axa $v = 0$ se va utiliza funcţia:

$$\theta_1(u) = \theta_1\left(\frac{w - a_\mu}{\tau_1}\tau,\ \frac{\tau_2}{\tau_1}\right),$$

iar pentru dreapta $v = \frac{\tau_2}{2}$ se va utiliza funcţia:

$$\theta_4(u) = \theta_4\left(\frac{w - b_\nu}{\tau_1}\pi,\ \frac{\tau_2}{\tau_1}\right).$$

Acestea sînt funcţii cvasiperiodice de $\tau = \frac{\tau_2}{\tau_1}$ şi de $\frac{w - a_\mu}{\tau_1}\pi$, respectiv $\frac{w - b_\nu}{\tau_1}\pi$. Se va examina funcţia:

$$\left[\theta_1\left(\frac{w - a_\mu}{\tau_1}\pi,\ \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\alpha_\mu}{\pi} - 1}.$$

Cînd w se deplasează în lungul celor două drepte $v = 0$ şi $v = \frac{\tau_2}{2}$, în sens pozitiv, în intervalul dintre două puncte a_μ sau b_ν, argumentul derivatei $\frac{dz}{dw}$ nu variază şi prin urmare punctul z descrie segmente de dreaptă.

La parcurgerea axei $v = 0$ în sens pozitiv, cînd w înconjoară punctul a_μ după un semicerc de rază infinit mică, argumentul funcţiei θ_1 variază cu $-\pi$.

Aceasta se stabileşte analog ca la punctul precedent considerînd dezvoltarea funcţiei θ_1 sub formă de produs infinit în vecinătatea punctului a_μ; se găseşte $\theta_1(u) = p\,e^{j\theta}$, unde p este o constantă. Astfel la trecerea prin a_μ funcţia

$$\left[\theta_1\left(\frac{w - a_\mu}{\tau_1}\pi,\ \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\alpha_\mu}{\pi} - 1}$$

se înmulţeşte cu $e^{-j\pi\left(\frac{\alpha_\mu}{\pi} - 1\right)}$ sau $e^{j(\pi - \alpha_\mu)}$. Acelaşi rezultat se obţine pentru toate punctele $a_i = a_\mu + n\tau_1$.

Cînd w se deplasează în lungul axei $v = 0$ în sens pozitiv, la trecerea prin punctul a_μ, derivata $\frac{dz}{dw}$ se înmulţeşte cu $e^{j(\pi - \alpha_\mu)}$, deoarece se modifică argumentul.

Analog cînd w se deplasează în lungul axei

$v = \frac{\tau_2}{2}$ în sensul de parcurs al conturului (deci sens contrar față de acela la axei $v = 0$), la trecerea prin punctul b_ν, derivata $\frac{dz}{dw}$ se înmulțește cu $e^{j(\pi-\beta_\nu)}$.

Rezultă că formula de transformare a domeniului din planul z în domeniul din planul w sau invers este:

$$\frac{dz}{dw} = A \prod_{\mu=1}^{\mu=m} \left[\theta_1\left(\frac{w-a_\mu}{\tau_1}\pi, \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\alpha_\mu}{\pi}-1} \cdot$$

$$\cdot \prod_{\nu=1}^{\nu=n} \left[\theta_4\left(\frac{w-b_\nu}{\tau_1}\pi, \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\beta_\nu}{\pi}-1} dw \qquad (3)$$

și deci:

$$z = A \int_0^w \prod_{\mu=1}^{\mu=m} \left[\theta_1\left(\frac{w-a_\mu}{\tau_1}\pi, \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\alpha_\mu}{\pi}-1} \cdot$$

$$\cdot \prod_{\nu=1}^{\nu=n} \left[\theta_4\left(\frac{w-b_\nu}{\tau_1}\pi, \frac{\tau_2}{\tau_1}\right)\right]^{\frac{\beta_\nu}{\pi}-1} dw + C. \qquad (4)$$

Analog ca în cazul din figura 3 există relațiile:

$$\sum_{\mu=1}^{\mu=m} \alpha_\mu = m\pi; \quad \sum_{\nu=1}^{\nu=n} \beta_\nu = n\pi.$$

Se va considera acum trecerea de la planul w la planul z. În acest caz constanta A fixează dimensiunile și orientarea liniilor frînte, iar constanta C fixează originea sistemului de referință.

Se va considera acum trecerea de la planul z la planul w. În expresia (4) se pot considera ca necunoscute: constanta complexă A, constanta complexă C, cele m mărimi reale a_μ, cele n mărimi reale b_ν, cele $m-1$ mărimi reale α_μ, cele $n-1$ mărimi reale β_ν și mărimea τ_2/τ_1, în total $2m + 2n + 3$ constante reale. Pentru determinarea acestor constante se dispune de $2m + 2n$ relații conținînd mărimi reale, care se obțin exprimînd valorile complexe ale lui z în vîrfurile liniilor frînte, în total $m + n$ mărimi complexe, care corespund valorilor $w = a_\mu$ și $w = b_\nu$.

Deci se pot alege arbitrar trei constante reale; astfel se pot adopta în modul dorit trei din punctele a_μ și b_ν. În situațiile întîlnite practic, cele $m + n - 2$ mărimi α_μ și β_ν sînt cunoscute și deci din cele $2m + 2n$ ecuații obținute, $m + n - 2$ ecuații conduc la identități.

Constantele se pot determina și din relațiile obținute exprimînd în funcție de mărimile a_μ și b_ν: a) lungimile segmentelor liniilor frînte; b) distanța de la un vîrf al uneia din liniile frînte; la două segmente ale celeilalte linii frînte; c) unghiul dintre două segmente, fiecare aparținînd cîte uneia din cele două linii frînte.

Expresiile (3) și (4) se mai pot obține și din expresia de transformare a poligoanelor dublu conexe [6]. Domeniul delimitat de cele două poligoane, unul aflîndu-se în interiorul celuilalt, are ordinul de conexiune $k = 2$ și genul $k-1 = 1$, [7]. Deducerea expresiei este însă mult mai complicată și necesită numeroase calcule și transformări.

Aplicația 2. Transformarea conformă a domeniului din figura 2

În cazul din figura 2 se obține imediat cu ajutorul formulei (4):

$$z = A \int \left[\theta_1\left(\frac{w-a_1}{\tau_1}\pi\right)\right]^{-\frac{1}{2}+\frac{\alpha}{\pi}} \theta_1\left(\frac{w-a_0}{\tau_1}\pi\right) \cdot$$

$$\cdot \left[\theta_1\left(\frac{w-a_2}{\tau_1}\pi\right)\right]^{-\frac{1}{2}-\frac{\alpha}{\pi}} \cdot \left[\theta_4\left(\frac{w-b_1}{\tau_1}\pi\right)\right]^{-\frac{1}{2}-\frac{\alpha}{\pi}} \cdot$$

$$\cdot \theta_4\left(\frac{w-b_0}{\tau_1}\pi\right)\left[\theta_4\left(\frac{w-b_2}{\tau_1}\pi\right)\right]^{-\frac{1}{2}+\frac{\alpha}{\pi}} dw.$$

Cu notațiile și modul de exprimare a variabilei în funcțiile θ din lucrarea [3]:

$$k = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}; \quad a_0 = x_0; \quad b_0 = -x_0; \quad a_1 = x_1;$$

$$b_2 = -x_1; \quad a_2 = x_2; \quad b_1 = -x_2; \quad \tau_1 = b;$$

$$u \to \frac{u}{\pi};$$

$$z = A \int \frac{\theta_1\left(\frac{w-x_0}{b}\right)\theta_4\left(\frac{w+x_0}{b}\right) dw}{\left[\theta_1\left(\frac{w-x_1}{b}\right)\theta_4\left(\frac{w+x_1}{b}\right)\right]^k \left[\theta_4\left(\frac{w-x_2}{b}\right)\theta_4\left(\frac{w+x_2}{b}\right)\right]^{1-k}},$$

deci se regăsește imediat rezultatul din lucrarea [3].

Concluzii. În numeroase probleme este necesar să se studieze cîmpuri bidimensionale cu simetrie periodică. Astfel de probleme sînt foarte importante pentru studiul canalelor magnetohidrodinamice ale mașinilor magnetohidrodinamice.

Un mijloc eficient de studiu al acestor probleme este metoda transformărilor conforme. Prezintă interes în special următoarele transformări:

a) transformarea domeniului de deasupra unei linii frînte cu simetrie periodică din planul z în semiplanul superior din planul w sau invers;

b) transformarea domeniului dintre două linii frînte cu simetrie periodică din planul z într-o bandă din planul w sau invers.

Rezolvarea acestor probleme este făcută în literatură cu ajutorul formei clasice a teoremei Schwarz-Christoffel. În acest mod este însă necesar să se efectueze un volum mare de calcule și transformări intermediare.

Am indicat pentru expresia funcțiilor de transformare conformă din aceste cazuri, expresii și demonstrații simple, care permit să se efectueze ușor calculele.

Se arată cum rezultatele stabilite în literatură care necesită un volum mare de calcule, se pot obține imediat.

Bibliografie

[1] *Buchholz, H.* Elektrische und magnetische Potentialfelder. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer-Verlag, 1957.

[2] *Haeussler, J.* Zur optimalen Elektrodenanordnung in magnetohydrodynamischen Kanal bei Berücksichtigung des Halleffektes. În: Archiv Elektrotechn. **50**, nr. 2, 1965, p. 74 — 84.

[3] *Welly, J. D.* Strom und Spannungsverteilung bei MHD-Generatoren. În: Siemens-Z. **40**, nr. 1, 1966, p. 36 — 43.

[4] *Welly, J. D.* Unveröffentlichte Mitteilung. Erlangen, Siemens Aktiengesellschaft Forschungslaboratorium, 14 feb 1968.

[5] *Rîjik, I. M.* și *Gradstein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse (traducere din limba rusă). București, Editura tehnică, 1955.

[6] *Koppenfels, S.* von și *Stallman, F.* Praxis der konformen Abbildung. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer-Verlag, 1959.

[7] *Julia, G.* Leçons sur la représentation conforme des aires multiplement connexes. Paris, Ed. Gauthier-Villars, 1934.

Intrat în redacție la 12. VII. 1963

Considerații metodologice privind cercetarea pe calculatoare analogice a fenomenelor de propagare pe linii cu pierderi prin metoda lanțului de cuadripoli

Iosif Adămuț * — București

CZ 621.315.1.011 :621.372.2.091 :681.332

Investițiile economice și exploatarea sigură, cu pierderi minime a liniilor de transport de energie electromagnetică, impune cunoașterea cît mai detaliată a nivelului maxim de supratensiuni și de curenți de scurtcircuit și implicit a fenomenelor de propagare pe linii. Dintre cele trei căi posibile de obținere a acestor mărimi, măsurări în rețea (încercări pe viu), calcul analitic urmat de rezolvarea pe calculatoare electronice digitale sau analogice a expresiilor obținute și modelare [1], cu cele două variante ale sale, modelare fizică și modelare analogică, se utilizează frecvent și metoda calculatoarelor electronice analogice, care reunește eleganța și simplitatea matematică la o precizie satisfăcătoare pentru inginer, cu intuitivitatea modelului fizic.

Cu această metodă s-au obținut rezultate utile în procese de deconectare a liniilor [2], [3]. În lucrări ulterioare s-a urmărit a se stabili posibilitatea aprecierii erorii datorită discretizării liniei continue unifilare printr-un lanț de cuadripoli [4], s-au determinat ecuațiile de propagare pentru linii multifilare cu pierderi sub o formă direct programabilă pe calculatorul analogic [5], [6] și s-au analizat erorile ce rezultă la folosirea metodei diferențelor finite [7].

În acest articol, se vor arăta unele condiții limitative ce intervin în programarea ecuațiilor de propagare pe linia cu pierderi, la folosirea metodei lanțului de cuadripoli, limitări ce nu apar la linia fără pierderi [8]. Se vor trata ambele tipuri de ecuații, de ordinul unu și de ordinul doi cu referire la calculatoarele similare cu MECAN—II [9].

Ing. *I. Adămuț* este cercetător științific principal la Institutul de energetică al Academiei.

1. Ecuațiile lanțului de cuadripoli model al unei linii cu pierderi

Fie o linie electrică de lungime L, de parametri lineici r_0, l_0, c_0, g_0, simbolizînd rezistența, inductivitatea, capacitatea și conductanța laterală lineice, cu condiții pe frontieră și inițiale date (linia este alimentată cu tensiunea u_0, receptorul are impedanța operațională $Z(p)$ și procesul începe din stare de repaus) (fig. 1). După cum s-a arătat în [8], în metoda lanțului de cuadripoli, linia se împarte în n secțiuni egale sau neegale, fiecare asimilîndu-se cu un cuadripol de diverse tipuri. În lucrarea [10] s-a arătat că schemele cu cuadripoli simetrici dau o precizie mai bună; de aceea se vor folosi scheme în T sau Π, care se văd la fel din oricare extremitate (fig. 2). În mod obișnuit parametrii cuadripolilor de la extremități sînt jumătate din parametrii cuadripolilor din interior, și anume: parametrii longitudinali l_c și r_c la schemele în T (fig. 2, *a*) și parametrii transversali c_c și g_c la schemele în Π (fig. 2, *b*). Pentru n mic se poate modifica efectul primului și ultimului cuadripol asupra procesului, prin reducerea valorilor parametrilor corespunzători schemei adoptate, pînă la limita minimă admisă de calculator în problema programată, împărțindu-se valoarea totală rămasă în $n-1$ părți egale. De data aceasta ele vor fi mai mari decît dublul mărimilor de intrare și ieșire. Astfel în timp ce punctul k, în schema lanț de cuadripoli în T obișnuită are coordonatele parametrice reactive $k\,c_c$, $\left(k+\frac{1}{2}\right)l_c$, iar în schema lanț de cuadripoli în Π obișnuită $\left(k+\frac{1}{2}\right)c_c$, $k\,l_c$, într-o schemă lanț de cuadripoli neegali, coordonatele parametrice ale punc-

tului k vor fi $k\,c_c$, $\left(k+\frac{1}{s}\right) l'_c$ în primul caz și $\left(k+\frac{1}{s}\right) c'_c$, $k\,l_c$ în al doilea caz, $s \geqslant 2$, $l'_c \geqslant l_c = \frac{l_0 L}{n}$ și $c'_c \geqslant c_c = \frac{c_0 L}{n}$. Se observă că în ambele tipuri de scheme nu există proporționalitate simultană între lungimea x și ambii parametri electrici, fapt care contribuie la diferențierea rezultatelor.

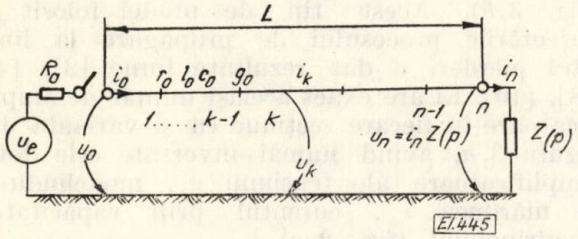


Fig. 1. Schema unei linii electrice cu pierderi.

Ecuațiile mărimilor instantanee, tensiunea și curentul pe linie în punctul k, de coordonatele parametrice indicate mai sus, vor fi:

$$-(u_k - u_{k-1}) = r_0\, h\, i_{k-1} + l_0\, h\, \frac{di_{k-1}}{dt}; \qquad (1)$$

$$-(i_k - i_{k-1}) = g_0\, h\, u_k + c_0\, h\, \frac{du_k}{dt}, \qquad (2)$$

unde:

$\tau_0 = \frac{l_0}{r_0}$ este constanta de timp a parametrilor lineici longitudinali (constanta de stabilire a curentului);

$\tau_r = \frac{c_0}{g_0}$ — constanta de timp a parametrilor lineici transversali (constanta de relaxație);

$h = \frac{L}{n}$;

φ reprezintă pe u sau pe i.

Ecuațiile (1), (2) prezintă avantajul că dau direct ambele mărimi ce caracterizează procesul de propagare, tensiunea și curentul, în timp ce ecuația (3) dă numai una din ele, de obicei tensiunea a cărei valoare la limită este u_0. Avantajul relației (3) constă însă în precizia mai mare, restul neglijat fiind o sumă de derivate pare, începînd cu ordinul patru, față de restul ecuațiilor (1), (2) format din toate derivatele pare și impare, începînd cu ordinul doi. Aceste expresii ale restului sînt caracteristice diferențelor finite spațiale de ordinul unu în avans $(u_k - u_{k-1})$ pentru determinarea curentului în punctul $k-1$ și în urmă $(i_k - i_{k-1})$ pentru determinarea tensiunii în punctul k, diferențe ce intră în sistemul de ecuații (1), (2), și diferenței centrale de ordinul doi $\varphi_{k+1} - 2\varphi_k + \varphi_{k-1}$, pentru determinarea mărimilor în punctul k [7].

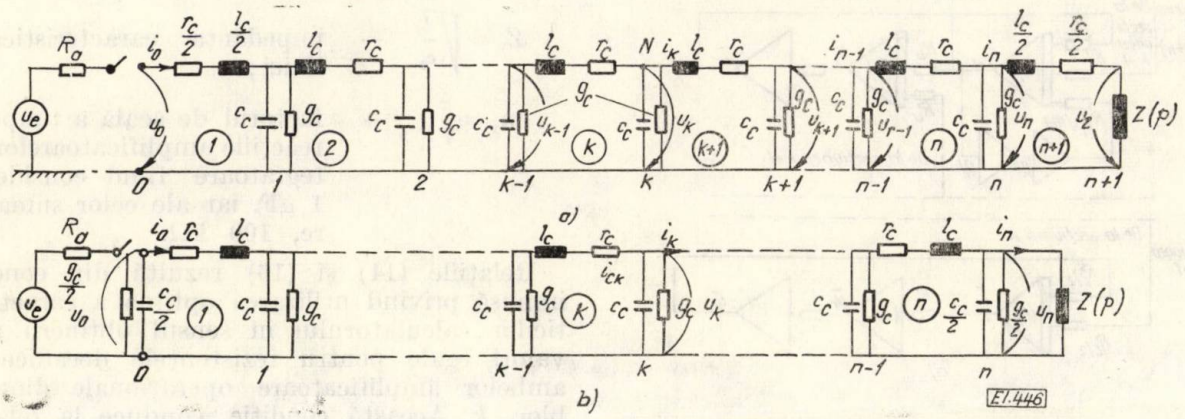


Fig. 2. Schema echivalentă a unei linii:
a — lanț de coadripoli în T; *b* — lanț de cuadripoli în II.

$k = 2,3,\ldots,n$, pentru figura 2,*a* și $k = 1, 2,\ldots, n-1$, pentru figura 2,*b*.

Prin diferențiere în raport cu t, ecuațiile (1), (2), rezultate din aplicarea teoremelor Kirchhoff buclei k și nodului N din figura 2,*a*, devin (anexa 2):

$$\frac{d^2\varphi_k}{dt^2} = \frac{1}{l_0\, c_0\, h^2}(\varphi_{k+1} - 2\varphi_k + \varphi_{k-1}) - \left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{1}{\tau_r}\right)\frac{d\varphi_k}{dt} - \frac{\varphi_k}{\tau_0\,\tau_r}, \qquad (3)$$

La grupurile de ecuații de mai sus se adaugă condițiile inițiale date de relațiile:

$$u(x, 0) = i(x, 0) = 0, \qquad (4)$$

pentru sistemul (1), (2), și:

$$\begin{aligned} u(x, 0) &= u'(x, 0) = 0; \\ i(x, 0) &= i'(x, 0) = 0, \end{aligned} \qquad (5)$$

pentru ecuația (3), și condițiile la limită (pe frontiere):

$$u(0, t) = u_e - R_a i_0 \qquad (6)$$

și

$$u_r = u(L, t) = Z(p)\, i(L, t) \qquad (7)$$

2. Modelul analogic al ecuațiilor de ordinul unu, deduse din teoremele Kirchhoff

În studiul liniilor cu pierderi se consideră de obicei $g_0 = 0$, fapt care corespunde condițiilor reale, cînd regimul de funcționare al liniei este departe de zona de apariție a fenomenului corona [11], [12].

Cu aceasta explicitînd ecuațiile (1), (2) după derivatele în t, se obține sistemul (anexa 1):

$$\frac{di_0}{dt} = \frac{2n}{l_0 L}(u_0 - u_1) - \frac{i_0}{\tau_0}; \tag{8}$$

$$\frac{du_k}{dt} = \frac{n}{c_0 L}(i_{k-1} - i_k), \quad (k = 1,2,\ldots,n); \tag{9}$$

$$\frac{di_{k-1}}{dt} = \frac{n}{l_0 L}(u_{k-1} - u_k) - \frac{i_{k-1}}{\tau_0}, \quad (k = 2,3,\ldots,n); \tag{10}$$

$$\frac{di_n}{dt} = \frac{2n}{l_0 L}(u_n - u_r). \tag{11}$$

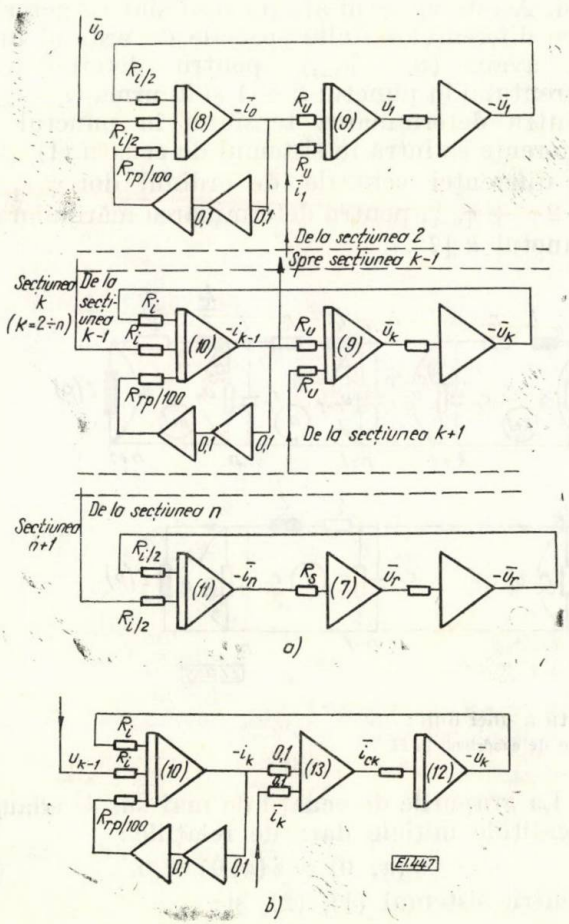


Fig. 3. Modelul analogic al ecuațiilor de ordinul unu a lanțului de cuadripoli deduse din teoremele Kirchhoff;
a – modelul ecuațiilor mărimilor longitudinale; *b* – modelul ecuațiilor mărimilor longitudinale și transversale.

Modelul analogic al ecuațiilor (7), (8), (9), (10) și (11) este indicat în figura 3, *a*, *b*.

Întrucît expresia tensiunii din grupul de ecuații (8)—(11) provine, de fapt, din relațiile:

$$\frac{du_k}{dt} = \frac{n}{c_0 L} i_{ck}; \tag{12}$$

$$i_{ck} = i_{k-1} - i_k, \tag{13}$$

se poate înlocui modelul ei cu modelul ecuațiilor (12), (13) care prezintă avantajul unei scheme mai simplificate, prin înlocuirea unei rezistențe decadice cu o rezistență de 100 kΩ (fig. 3, *b*). Acest tip de model folosit la cercetările procesului de propagare la linia fără pierderi a dat rezultate bune [2], [4], [8], [10]. El are exact același număr de amplificatoare în fiecare secțiune ca și varianta din figura 3, *a*, avînd numai inversate cele două amplificatoare ale tensiunii u_k, modelîndu-se și mărimea i_{ck}, curentul prin capacitatea cuadripolului (fig. 2, *a*).

Rezistențele decadice ale modelului sînt date de relațiile:

$$R_u = R_i = m_\tau \frac{L}{n}\frac{1}{v_0}, \quad \text{MΩ}; \tag{14}$$

$$R_{rp} = m_\tau \tau_0, \quad \text{MΩ}; \tag{15}$$

$$R_s = \frac{Z_c}{R_r}100, \quad \text{kΩ}, \tag{16}$$

în care:

$v_0 = \frac{1}{\sqrt{l_0 c_0}}$ este viteza de propagare a undelor electromagnetice pe linie;

$Z_c = \sqrt{\frac{l_0}{c_0}}$ — impedanța caracteristică a liniei;

$m_\tau = \frac{\tau}{t}$ — factorul de scală a timpului, reacțiile amplificatoarelor integratoare fiind considerate 1 μF, iar ale celor sumatoare, 100 kΩ.

Relațiile (14) și (16) rezultă din condiția impusă privind utilizarea optimă a caracteristicilor calculatorului în sensul obținerii unor valori egale pentru rezistențele decadice ale ambelor amplificatoare operaționale dintr-un bloc, k. Această condiție conduce la relația:

$$\beta_0 = \alpha_0 Z_c, \tag{17}$$

unde:

$\alpha_0 = \bar{u}/u$ este factorul de scală al tensiunilor;
$\beta_0 = \bar{i}/iV/A$ — factorul de scală al curenților.

Rezistența dată de relația (15) corespunde termenului $\frac{i_{k-1}}{\tau_0}$ din relațiile (8), (10) și depinde numai de parametrii lineici l_0 și r_0 ai conductorului și de factorul de scală al timpului m_τ. Ea nu depinde nici de lungimea liniei, nici de numărul de cuadripoli cu care este echivalată aceasta. Din această cauză apar unele îngrădiri la modelarea liniilor cu pierderi cu

conductoare avînd constante de timp τ_0 mari, în speță liniile de secțiuni mari, în sensul că nu se pot înregistra clar procesele de propagare la timpi mici de ordinul microsecundelor și chiar zecilor de microsecunde, fiind limitată posibilitatea măririi factorului de scală al timpului t în modul corespunzător cerut de claritatea citirii diagramei. Această situație este specifică liniilor cu pierderi, atît la ecuațiile de ordinul unu, cît și la cele de ordinul doi.

Pentru ca un semnal să fie sesizat de amplificatorul operațional trebuie ca tensiunea de intrare corespunzătoare să fie de cel puțin 1 V la o rezistență de intrare de 10 MΩ [9], [13], ceea ce corespunde unui curent de 0,1 μA. Pentru linia cu conductorul de cupru

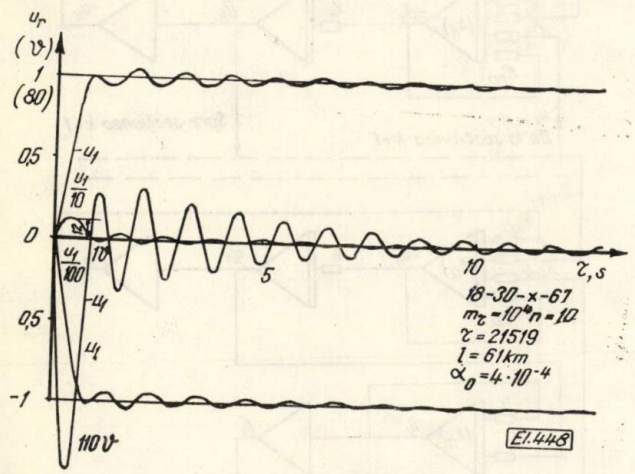


Fig. 4. Diagrama mărimii de reacție după demultiplicarea de 100 ori.

de secțiune 240 mm², după mai multe înregistrări cu factori de scală ai timpului $m_\tau = 2{,}5 \cdot 10^5$, 10^5 și 10^4 s-a obținut un semnal vizibil de circa 1 V la rezistență de intrare de 2,152 MΩ, pentru $m_\tau = 10^4$ (fig. 4). Demultiplicarea în lanțul de reacție din figura 3 fiind 100, valoarea maximă a rezistenței de intrare în lanțul de reacție va fi 215 MΩ, căreia la o tensiune de circa 100 V îi corespunde un curent de circa 0,5 μA. Cu această rezistență, din relația (15) rezultă valorile maxime ale factorului m_τ (tabela 1) pentru diversele tipuri de conductoare ale unei linii aeriene, luate din [15].

Tipurile conductoarelor din tabelele 1—4 B sînt următoarele:

— tabela 1, conductoare de cupru dur, 97,3% conductivitate;
— tabela 2 A, conductoare de oțel aluminiu;
— tabela 3 A, conductoare tubulare de cupru, Anaconda;
— tabela 4 A, conductoare de cupru sudat-cupru;
— tabela 3 B, conductoare tubulare de cupru, tip HH;
— tabela 4 B, conductoare de cupru sudat, 30% și 40% conductivitate.

Se observă că pentru secțiunile mari utilizate la liniile de transmisie a energiei electromagnetice valorile maxime ale factorului de scală a timpului m_τ sînt de circa $10^4 - 2{,}5 \cdot 10^4$. Lungimile minime de linie ce se pot modela în acest caz se obțin din relația (14), din condiția ca $20\ \text{k}\Omega \leqslant \frac{R_i(u)}{2} \leqslant 10\ \text{M}\Omega$, de unde rezultă că:

$$L_{min} \geqslant 0{,}04 \frac{n\, v_0}{m_\tau},\ \text{km}. \qquad (18)$$

Pentru linia cercetată în lucrare, avînd $v_0 = 2{,}5 \cdot 10^5\ \text{kms}^{-1}$ cu $n = 5$ și $m_\tau = 10^4$, rezultă $L_{min} = 5$ km. Timpul propriu de propagare τ_p, pe această lungime este de $4 \cdot 10^{-6} \cdot 10^4 \cdot 5 = 0{,}2$ s. La o viteză de deplasare a mesei mobile a Luxitrace-ului de 2 cm/s rezultă pentru timp o scală de 50 μs/cm. Pentru lungimi mai mici de linie și pentru cercetarea procesului la timpi foarte mici (0,1 — 100 μs) este necesar a se folosi înregistrarea cu oscilografe cu bucle, oscilograf catodic sau alte dispozitive potrivite pentru viteze mari [13]. De exemplu, pentru un oscilograf cu bucle cu viteza de deplasare pe axa timpului de 10 m/s, se poate reprezenta 1 μs cu 0,5 cm la un factor de scală al timpului $m_\tau = \frac{10^6}{2\,000} = 500$.

La această valoare rezistența maximă a lanțului de reacție a curentului i_{k-1} este $R_{rp} = 500 \cdot 21\,520 = 10{,}760$ MΩ, nemaifiind deci necesare cele două amplificatoare sumatoare din lanțul de reacție. De remarcat că în acest caz din relația (18) rezultă o lungime minimă a liniei de 100 km la $n = 5$.

Pentru linii de lungimi de ordinul zecilor de kilometri este necesar a se alege $m_\tau = 2{,}5 \cdot$

Tabela 1

Mărimea \ Tabela [15]	1	2 A	3 A	4 A	3 B	4 B30%	4 B40%
τ_0 max, μs	18 100	16 200	13 400	7 400	13 900	5 420	6 550
m_τ, min	$1{,}18 \cdot 10^4$	$1{,}33 \cdot 10^4$	$1{,}6 \cdot 10^4$	$2{,}91 \cdot 10^4$	$1{,}55 \cdot 10^4$	$3{,}37 \cdot 10^4$	$3{,}28 \cdot 10^4$
τ_0 min, μs	464	428	2 380	352	2 960	280	228
m_τ, max	$4{,}63 \cdot 10^5$	$5 \cdot 10^5$	$9{,}03 \cdot 10^4$	$6{,}1 \cdot 10^5$	$7{,}26 \cdot 10^4$	$7{,}7 \cdot 10^5$	$9{,}42 \cdot 10^5$

$\cdot 10^3$ cu capacităţi de 0,1 μF în reacţia amplificatoarelor operaţionale integratoare.

Se observă deci că pentru fiecare caz în parte este necesar a se alege valoarea optimă a factorilor de scală ai timpului în funcţie de scopul urmărit, de lungimea liniei etc. Ca o concluzie generală rezultă că cercetarea proceselor tranzitorii pe liniile cu pierderi alimentate cu tensiuni de impulsie este dificil de realizat pentru lungimi mai mici de 20—25 km.

3. Modelul analogic al ecuaţiilor de propagare de ordinul doi, deduse din teoremele Kirchhoff

Pentru determinarea tensiunilor se folosesc relaţiile (3), considerînd $g_0 = 0$:

$$\frac{d^2\varphi_k}{dt^2} = \frac{1}{l_c c_c}(\varphi_{k+1} - 2\varphi_k + \varphi_{k-1}) - \frac{1}{\tau_0}\frac{d\varphi_k}{dt}. \quad (19)$$

Din această relaţie valabilă pentru secţiunile din interiorul lanţului de cuadripoli şi din ecuaţiile pentru secţiunile extreme cu parametri înjumătăţiţi s-au obţinut în anexa 1 sistemele de ecuaţii (A.10), (A.11) şi (A. 12) pentru tensiuni, (A. 13), (A. 14), (A. 15) pentru curenţi.

Subliniem simetria ecuaţiilor care dau mărimile primei şi ultimei secţiuni, atît pentru tensiuni, cît şi pentru curenţi. Se remarcă faptul că intervin în aceste ecuaţii caracteristicile sursei, respectiv receptorului. De asemenea se remarcă că coeficienţii mărimilor din parantezele care exprimă diferenţele finite au forma cunoscută pentru diferenţele centrale de ordinul doi, numai în zona interioară, nu şi pentru secţiunile de la extremităţi. Aceasta se datoreşte faptului că secţiunile extreme au jumătate din lungimea secţiunilor interioare, precum şi datorită însăşi structurii geometrice care admite numai diferenţă în avans pentru extremitatea sursă şi diferenţă în urmă, pentru extemitatea receptor [16]. Se menţionează că o astfel de schemă s-a dovedit mai precisă, datorită simetriei din oricare extremitate s-ar privi linia [10].

În figura 5 este arătat modelul ecuaţiilor tensiunii pentru secţiunile de intrare, ieşire şi din interiorul lanţului în varianta *a* pentru linia cu pierderi şi în varianta *b* linia fără pierderi, modelată pentru determinarea erorilor.

Rezistenţele modelului se obţin cu relaţiile:

$$R_u = m_\tau^2 \frac{L^2}{n^2}\frac{1}{v_0}, \ \text{MΩ}; \quad (20)$$

$$r_1 = \frac{m_\tau}{2c}\frac{L^2}{n^2}\cdot\frac{1}{v_0} = \frac{m_\tau}{2n}\frac{L}{v_0}, \ \text{MΩ}; \quad (21)$$

$$r_2 = \frac{m_\tau}{c}\frac{1}{\frac{1}{\tau_0} + 2v_0\frac{n}{L}} = \frac{m_\tau}{\frac{1}{\tau_0} + 2v_0\frac{n}{L}}, \ \text{MΩ}; \quad (22)$$

$$r_4 = \frac{\alpha_1 m_\tau}{\alpha_0 c} = \frac{1}{c} = 1, \ \text{MΩ}, \quad (23)$$

unde:

c este reacţia amplificatorului integrator egală de obicei cu 1 μF;

$\alpha_1 = \frac{\alpha_0}{m_\tau}$ — factorul de scală al derivatei tensiunii.

Curenţii longitudinali în lanţul de cuadripoli se determină din ecuaţiile (A. 13). (A. 14)

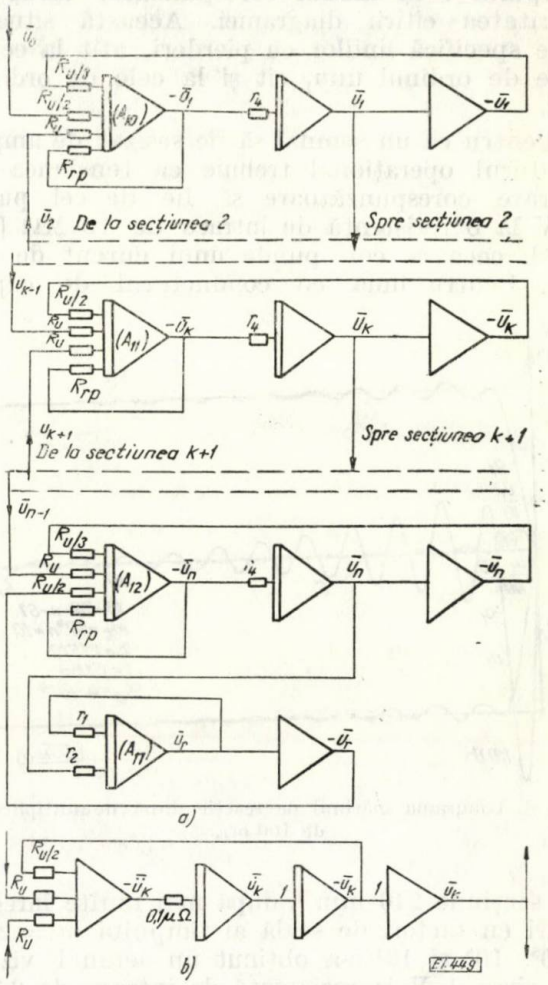


Fig. 5. Modelul analogic al ecuaţiilor de ordinul doi al lanţului de cuadripoli deduse din teoremele Kirchhoff.

şi (A. 15). Se observă că în acest caz este necesar a se cunoaşte fie derivata tensiunii aplicate lanţului de cuadripoli $\frac{du_e}{dt}$ sau cînd $R_a = 0$, $\frac{du_0}{dt}$, fie valoarea i_0 a curentului la frontiera sursă. În ultimul caz sistemul începe cu ecuaţia $\frac{d^2u_1}{dt^2}$. Dacă tensiunea u_0 este funcţiunea treaptă, derivata sa este infinită în origine şi apar dificultăţi de modelare. În această situaţie curenţii se deduc din ecuaţiile de ordinul întîi a tensiunilor şi curenţilor.

Este evident că folosirea ecuaţiilor de ordinul doi dă o precizie mai mare decît ecuaţiile de ordinul unu. Dar, întrucît la număr redus de cuadripoli $n \leqslant 10$ schema s-a arătat insta-

bilă, rezolvarea procesului s-a efectuat tot cu ecuațiile de ordinul întîi [6].

O precizie și mai mare a modelării se poate obține prin metoda matematică a diferențelor finite simple și îndeosebi îmbunătățite. La acestea se obțin resturi formate numai din derivatele de ordin par, mai mare sau egal cu patru în cazul diferenței centrale de ordinul doi sau din derivatele succesive de la ordinul cinci, șase, pentru ultimul tip [16]. De asemenea, întrucît metoda constă din trecerea la limită în anumite coordonate spațiale x_k, nu mai apare neconcordanța între acestea și coordonatele parametrice, așa cum se întîmplă la metoda lanțului de cuadripoli sau la modelele fizice.

4. Concluzii

Metoda lanțului de cuadripoli soluționat pe calculatoare analogice este o cale intuitivă și suficient de precisă pentru rezolvarea ecuațiilor de propagare pe o linie electrică. Erorile caracteristice metodei se datoresc, în primul rînd, faptului că înlănțuirea naturală a cuadripolilor este simplă de la k la $k+1$ și $k-1$, în așa fel că diferențele mărimilor cercetate sînt de ordinul unu sau cel mult de ordinul doi. Aceasta face ca restul neglijat să fie format din termeni diferențiali, începînd cu ordinul doi sau cel mult patru, spre deosebire de metoda matematică a diferențelor finite, la care se pot combina în așa fel mărimile ca să se micșoreze restul, care poate începe cu derivate de ordinul cinci, șase, șapte și chiar mai mare. Erorile devin acceptabile la număr de 15—20 cuadripoli.

Considerarea rezistenței liniei are drept consecință o limitare în alegerea factorului de multiplicare a timpului și a numărului de cuadripoli. Ea impune înregistrarea cu oscilografe a proceselor ultrarapide pe linii scurte. Studiul propagării pe liniile cu pierderi este dificil în acest caz pentru lungimi de linie sub 20—25 km, necesitînd o alegere convenabilă a numărului de cuadripoli și a factorului de multiplicare a timpului.

ANEXA 1

Ecuațiile diferențiale ordinare de ordinul 1 și 2 rezultate din teoremele Kirchhoff

Sistemul de ecuații ce rezultă din aplicarea teoremelor Kirchhoff 1 și 2 lanțului de n cuadripoli din figura 2, *a* din text este:

$$u_k - u_{k-1} = r_0 \frac{L}{2n} i_{k-1} - l_0 \frac{L}{2n} \frac{\mathrm{d}i_{k-1}}{\mathrm{d}t},$$

$$(k = 1, n+1) \qquad (A.1)$$

$$u_k - u_{k-1} = -r_0 \frac{L}{n} i_{k-1} - l_0 \frac{L}{n} \frac{\mathrm{d}i_{k-1}}{\mathrm{d}t},$$

$$(k = 2,3, \ldots, n) \qquad (A.2)$$

$$i_{ck} = c_0 \frac{L}{n} \frac{\mathrm{d}u_k}{\mathrm{d}t}, \qquad (k = 1,2, \ldots, n) \qquad (A.3)$$

$$i_{gk} = g_0 \frac{L}{n} u_k, \qquad (k = 1,2, \ldots, n) \qquad (A.4)$$

$$i_k - i_{k-1} = -i_{ck} - i_{gk}, \qquad (k = 1,2, \ldots, n) \qquad (A.5)$$

Din ecuațiile (A.3), (*A*. 4) și (A. 5) rezultă:

$$i_k - i_{k-1} = -g_0 \frac{L}{n} u_k - c_0 \frac{L}{n} \frac{\mathrm{d}u_k}{\mathrm{d}t}. \qquad (A.6)$$

Explicitînd relațiile (A.1), (A.2) și (A. 6) în raport cu diferențialele lui u, respectiv i, se obține:

$$\frac{\mathrm{d}i_{k-1}}{\mathrm{d}t} = \frac{2n}{l_0 L} (u_{k-1} - u_k) - \frac{1}{\tau_0} i_{k-1}, (k = 1, n+1) \qquad (A.7)$$

$$\frac{\mathrm{d}i_{k-1}}{\mathrm{d}t} = \frac{n}{l_0 L} (u_{k-1} - u_k) - \frac{1}{\tau_0} i_{k-1},$$

$$(k = 2, 3, \ldots, n) \qquad (A.8)$$

$$\frac{\mathrm{d}u_k}{\mathrm{d}t} = \frac{n}{c_0 L} (i_{k-1} - i_k) - \frac{g_0}{c_0} u_k, (k = 1, 2, \ldots, n) \qquad (A.9)$$

Derivînd în raport cu t relațiile (A. 7), (A. 8) și (A. 9) și combinîndu-le cu relațiile (A.1), (A.2), (A.6) și (6), (7) din text, considerînd $g_0 = 0$, rezultă următoarele sisteme de ecuații de ordinul doi în u_k și i_k:

Pentru tensiuni:

$$\frac{d^2 u_1}{\mathrm{d}t^2} = \frac{1}{l_c c_c} (2u_0 - 3u_1 + u_2) - \frac{1}{\tau_0} \frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}; \qquad (A.10)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 u_k}{\mathrm{d}t^2} = \frac{1}{l_c c_c} (u_{k+1} - 2u_k + u_{k-1}) - \frac{1}{\tau_0} \frac{\mathrm{d}u_k}{\mathrm{d}t},$$

$$(k = 2,3, \ldots, n-1); \qquad (A.11)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 u_n}{\mathrm{d}t^2} = \frac{1}{l_c c_c} (u_{n-1} - 3u_n + 2u_r) - \frac{1}{\tau_0} \frac{\mathrm{d}u_n}{\mathrm{d}t}. \qquad (A.12)$$

Pentru curenți:

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_0}{\mathrm{d}t^2} = \frac{2}{l_c} \frac{\mathrm{d}u_e}{\mathrm{d}t} + \frac{2}{l_c c_c} (i_1 - i_0) - \left(\frac{2R_a}{l_c} + \frac{1}{\tau_0} \right) \frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t}; \qquad (A.13)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_k}{\mathrm{d}t^2} = \frac{1}{l_c c_c} (i_{k+1} - 2i_k + i_{k-1}) -$$

$$- \frac{1}{\tau_0} \frac{\mathrm{d}i_k}{\mathrm{d}t} (k = 1,2, \ldots, n-1); \qquad (A.14)$$

$$\frac{\mathrm{d}^2 i_n}{\mathrm{d}t^2} = \frac{2}{l_c c_c} (i_{n-1} - i_n) - \left(\frac{2R_r}{l_c} + \frac{1}{\tau_0} \right) \frac{\mathrm{d}i_n}{\mathrm{d}t}. \qquad (A.15)$$

Sistemul curenților este complet avînd $n+1$ ecuații pentru $n+1$ necunoscute, u_e fiind dat de relația (6).

Sistemul tensiunilor avînd n ecuații și $n+1$ necunoscute mai necesită o ecuație numai cu tensiuni, care se deduce din condiția la limită la extremitatea receptor, după cum urmează:

Din ecuația (7), unde considerăm $Z(p) = R_r$, se obține prin diferențiere:

$$\frac{du_r}{dt} = R_r \frac{di_n}{dt}, \qquad (A.16)$$

Scoțind pe $\frac{di_n}{dt}$ din relația (A.1) în care se pune $k=n+1$, ținînd seamă că $u_{n+1} = u_r$, relația (A. 16) devine:

$$\frac{du_r}{dt} = R_r \left[\frac{2}{l_c} (u_n - u_r) - \frac{i_n}{\tau_0} \right] =$$

$$= \frac{2R_r}{l_c} u_n - \left[\frac{2R_r}{l_c} + \frac{1}{\tau_0} \right] u_r . \qquad (A.17)$$

ANEXA 2

Determinarea ecuațiilor de ordinul doi la un lanț de cuadripoli pentru secțiuni interioare, $g_0 \neq 0$

Se diferențiază în raport cu t ecuațiile (1) și (2) din text:

$$-\frac{d}{dt}(u_k - u_{k-1}) = r_0 h \frac{di_{k-1}}{dt} + l_0 h \frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2}; \qquad (A.18)$$

$$-\frac{d}{dt}(i_k - i_{k-1}) = g_0 h \frac{du_k}{dt} + c_0 h \frac{d^2 u_k}{dt^2}. \qquad (A.19)$$

Din ecuația (2) se explicitează $\frac{du_k}{dt}$;

$$-\frac{du_k}{dt} = \frac{u_k}{\tau_r} + \frac{1}{c_0 h}(i_k - i_{k-1}). \qquad (A.20)$$

Din ecuația (A.18) se explicitează $\frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2}$;

$$\frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2} = -\frac{1}{l_0 h} \frac{d}{dt}(u_k - u_{k-1}) - \frac{1}{\tau_0} \frac{di_{k-1}}{dt}. \qquad (A.21)$$

Se înlocuiește (A.20) în (A.21):

$$\frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2} = -\frac{1}{\tau_0} \frac{di_{k-1}}{dt} + \frac{1}{l_0 c_0 h^2}(i_k - i_{k-1}) +$$

$$+ \frac{1}{l_0 h} \left(\frac{u_k}{\tau_r} + \frac{du_{k-1}}{dt} \right). \qquad (A.22)$$

Din ecuația (1) se scoate u_k și se înlocuiește în relația (A.22):

$$u_k = u_{k-1} - r_0 h i_{k-1} - l_0 h \frac{di_{k-1}}{dt}; \qquad (A.23)$$

$$\frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2} = -\frac{1}{\tau_0} \frac{di_{k-1}}{dt} + \frac{1}{l_0 c_0 h^2}(i_k - i_{k-1}) +$$

$$+ \frac{1}{l_0 h} \left(\frac{u_{k-1}}{\tau_r} - \frac{r_0 h i_{k-1}}{\tau_r} - \right.$$

$$\left. - \frac{l_0 h}{\tau_r} \frac{di_{k-1}}{dt} + \frac{du_{k-1}}{dt} \right). \qquad (A.24)$$

Înlocuind pe $\frac{du_{k-1}}{dt}$ din (A.20) în (A. 24) și regrupînd termenii, se obține:

$$\frac{d^2 i_{k-1}}{dt^2} = \frac{1}{l_0 c_0 h^2}(i_k - 2i_{k-1} + i_{k-2}) -$$

$$- \left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{di_{k-1}}{dt} - \frac{i_{k-1}}{\tau_0 \tau_r}. \qquad (A.25)$$

Prin procedeu similar se obține aceeași ecuație și pentru u_k:

$$\frac{d^2 u_k}{dt^2} = \frac{1}{l_0 c_0 h^2}(u_{k+1} - 2u_k + u_{k-1}) -$$

$$- \left(\frac{1}{\tau_0} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{du_k}{dt} - \frac{u_{k-1}}{\tau_0 \tau_r}. \qquad (A.26)$$

Bibliografie

[1] *Burger, U.* Elektrische Wirkungen von Erdseilen, ihre Berechnung und Nachbildung im Modell. T. H. Zürich, Dissertation, 1964.

[2] *Avramescu, A., Drăgan, G., Adămuț, I.* și *Petcu, M.* Switching Surge modelled by a Quadripole. În: Rev. roum. sci. techn. électrotechn., énerg. **9**, nr. 3, 1964, p. 331 — 339.

[3] *Avramescu, A., Drăgan, G., Adămuț, I.* și *Petcu, M.* Studiul supratensiunilor ce apar la declanșarea liniilor în gol cu ajutorul calculatoarelor analogice. În: St cerc. energ. electrotehn. **14**, nr. 2, 1964, p. 319 — 336.

[4] *Antoniu, I. S.* și *Adămuț, I.* Contribuții la definirea vitezei de propagare a unui semnal pe lanțurile de cuadripoli. În: St. cerc. energ. electrotehn., **16**, nr. 3, 1966, p. 531 — 558.

[5] *Adămuț, I.* Contribuții la rezolvarea ecuațiilor de propagare pe liniile electrice lungi multifilare cu pierderi, nesimetrii și influențe mutuale. În: St. cerc. energ. electrotehn. **17**, nr. 4, 1967, p. 783 — 802.

[6] *Adămuț, I.* Contribuții în problema modelării ecuațiilor de propagare clasice și generalizate pentru linii cu pierderi. În: St. cerc. energ. electrotehn. **18**, nr. 4, 1968.

[7] *Adămuț, I.* Considerații asupra preciziei modelării analogice prin metoda diferențelor finite a ecuațiilor de propagare pe o linie electrică. În: St. cerc. energ. electrotehn. **19**, nr. 1, 1969.

[8] *Adămuț, I.* Rezolvarea proceselor de propagare de-a lungul unor structuri continue cu ajutorul modelării analogice a unor scheme lanț de cuadripoli. În: Electrotehnica **15**, nr. 6, 1967, p. 201 — 208.

[9] *Popov, V. M., Tătaru, N. N.* și *Băjenescu, T. N.* Calculatorul analogic neliniar MECAN — II. În: St. cerc. energ. electrotehn. **13**, nr. 2, 1963, p. 291.

[10] *Antoniu, I. S., Adămuț, I.* și *Damian, N. N.* Contributions dans le problème de la détermination du temps de propagation sur une chaîne de quadripôles à l'aide d'une calculatrice digitale. În: Rev. roum. sci. techn., série électrotechn. énerg. **13**, nr. 2, 1968, p. 199 — 214.

[11] *Bewley, L. V.* Traveling Waves on Transmission Systems, Second edition. New York, John Willey & Sons; London, Chapman Hall, 1951.

[12] *Wagner, C. F.* and *McCann, G. D.* Wawe — Propagation on Transmission Lines · Electrical Transmission and Distribution Reference Book Westinghouse · Pittsburgh, cap. 15, 1950.

[13] *Ameling, S.* Aufban und Wirkungsweise elektronischer Analogrechner. Braunschweig, Vieweg, 1963.

[14] *Sydow, A.* Programmierungstechnik für elektronische Analogrechner, 2te Auflage. Berlin, VEB Verlag Technik, 1964.

[15] *Wright, S., Hall, C. F.*, Characteristics of Aerial Lines, Electrical Transmission and Distribution Reference Book. Pittburgh, 1950.

[16] *Adămuț, I.* Cercetarea proceselor de propagare pe liniile electrice lungi prin metoda diferențelor finite cu referire la calculatoarele analogice. În: Energetica, nr. 1, 1969.

Intrat în redacție la 13.VI.1968.

O nouă metodă recuperativă de încercare a mașinii sincrone

Răzvan Măgureanu * — București

CZ 621.313.32.017.001.5

1. Introducere

Determinarea experimentală a caracteristicilor în sarcină ale unei mașini electrice se poate face, în principiu, în două moduri: prin încărcare directă sau prin încărcare în opoziție. În cazul încărcării în opoziție, în afară de mașina de încercat, se folosește și o mașină auxiliară; una dintre mașini funcționează în regim de generator, iar cealaltă funcționează în regim de motor. Cele două mașini sînt legate electric și mecanic între ele în așa fel încît puterea electromagnetică produsă de generator să fie folosită în întregime la alimentarea motorului, iar puterea mecanică dezvoltată de motor să servească la antrenarea generatorului. Suma pierderilor de putere din ambele mașini este acoperită din exterior.

Mașinile electrice de curent continuu nu necesită dispozitive speciale pentru încărcarea în opoziție. Sursa externă de putere necesară acoperirii pierderilor poate fi de natură electrică, de natură mecanică sau mixtă.

Simplitatea metodelor de opoziție ale mașinilor de curent continuu sugerează căutarea unor procedee asemănătoare pentru mașinile sincrone.

Mașina sincronă, conform indicațiilor prezente în literatură [1], [2], [5], [6], necesită dispozitive speciale complicate pentru a fi încărcată recuperativ, iar caracteristicile ce se pot ridica experimental sînt cuprinse numai în domeniul stabil de funcționare (unghiul electric intern $\delta \in (-90° \ldots +90°)$).

În lucrarea [3] am propus o metodă de încărcare în opoziție a mașinii sincrone, în care mașina auxiliară folosită este tot o mașină sincronă. Mașina de încercat este cuplată la rețea prin intermediul unui autotransformator reglabil și al unui regulator de fază, iar mașina auxiliară este cuplată direct. Metoda propusă permite ridicarea experimentală a caracteristicilor mașinii sincrone, atît în domeniul stabil, cît și în domeniul instabil de funcționare prin varierea artificială a unghiului electric intern $\delta \in (0° \ldots +360°)$. Dezavantajul metodei constă în faptul că puterea dispozitivelor auxiliare folosite, autotransformatorul reglabil și regulatorul de fază, este aceeași cu a mașinii de încercat, ceea ce îngreuiază ridicările experimentale.

În această lucrare se prezintă o nouă metodă de încărcare, în opoziție, a mașinii sincrone, metodă care nu necesită instalații auxiliare speciale.

2. Metoda propusă

Considerăm două mașini sincrone funcționînd în opoziție (cuplate mecanic și electric) (fig. 1). Datorită cuplajului mecanic unghiurile interne ale celor două mașini vor fi diferite de zero și una va funcționa ca motor, iar cealaltă ca generator. La un cîmp de excitație constant a celor două mașini, puterea preluată din rețea de prima mașină lucrînd ca motor, minus pierderile din grupul de mașini este cedată de mașina a doua în regim de generator:

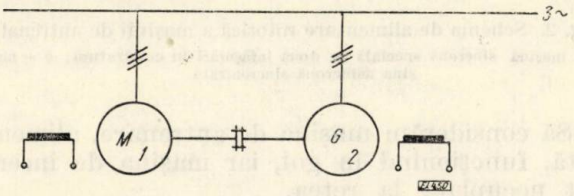


Fig. 1. Schema de legare a două mașini sincrone pentru încărcarea în opoziție.

$$P_1 = P_2 + \Sigma p\,; \qquad (1)$$

știind că puterile luate sau cedate rețelei sînt funcție de unghiurile interne δ relația (1) se poate pune sub forma:

$$P_1(\delta_1) = P_2(\delta_2) + \Sigma p(\delta_1, \delta_2). \qquad (2)$$

Se vede clar că încărcarea mașinilor se poate face prin modificarea unghiului lor intern, modificare ce se poate realiza prin două metode.

1. Schimbarea axei cîmpului statoric al uneia din mașini cu ajutorul unui regulator de fază introdus în circuitul ei statoric [3].

2. Schimbarea axei cîmpului rotoric. Această schimbare poate fi făcută mecanic prin decalarea flanșelor cuplajului, ceea ce este foarte incomod, sau electric în modul următor: considerăm pe rotorul mașinii de antrenare dispuse două bobine în cuadratură (fig. 2, *a*). Cele două bobine sînt alimentate în curent continuu, cu tensiuni ale căror valori vor fi reglate între $\pm U$. Înfășurările sînt astfel alimentate încît valoarea absolută a cîmpului de excitație să rămînă constantă.

Axa cîmpului magnetic rezultant se poate roti pe un întreg domeniu de la 0 pînă la 360°, în funcție de valorile alese pentru tensiunile de alimentare ale celor două bobine.

* Ing. *R. Măgureanu* este doctorand la Institutul politehnic — București, Facultatea de electrotehnică.

Acest efect se poate obține și fără construcția specială cu două bobine în cuadratură, și anume folosind o mașină asincronă sincronizată, înfășurările rotorice ale acestei mașini fiind legate ca în figura 2, *b*.

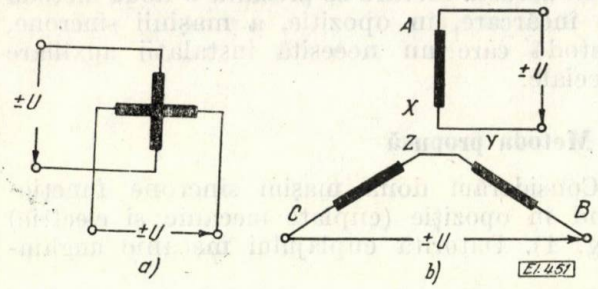


Fig. 2. Schema de alimentare rotorică a mașinii de antrenat : *a* – mașină sincronă specială cu două înfășurări în cuadratură; *b* – mașina asincronă sincronizată.

Să considerăm mașina de antrenare, alimentată, funcționînd în gol, iar mașina de încercat necuplată la rețea.

În această situație, puterea preluată de mașina de antrenare de la rețea acoperă pierderile grupului, lucrînd cu un unghi intern δ_{10}. Crescîndu-i unghiul intern cu valoarea δ_{1e}, prin rotirea axei cîmpului de excitație, mașina absoarbe de la rețea o putere electromagnetică mai mare decît cea necesară acoperirii pierderilor și rotorul se accelerează, în final unghiul intern revenind la valoarea inițială, însă evident poziția relativă a rotorului față de cîmpul învîrtitor statoric este deplasată cu unghiul δ_{1e}.

Dacă se scade unghiul intern, mașina se frînează și revine la unghiul intern inițial δ_{10}.

Se cuplează mașina de încercat la rețea respectînd cu strictețe condițiile : $\underline{E}_2 = \underline{U}_2$. În acest caz, curentul $I_2 = 0$ și mașina de antrenare nu sesizează cuplarea.

Să presupunem că rotim axa $N-S$ a primei mașini cu un unghi δ_{1e} în sensul motor. Mașina va accelera, unghiul ei intern δ_1 tinzînd să scadă. Orice schimbare a poziției axului rotoric va conduce însă la o schimbare a unghiului intern a celei de-a doua mașini devenind δ_2, mașina încărcîndu-se în regim de generator.

În ipoteza rigidității mecanice a axului, ecuația unghiurilor interne ale mașinilor este :

$$\delta_{1e} - \delta_1 = \delta_2. \qquad (3)$$

În același timp se realizează și un echilibru al puterilor. Corespunzător unghiului δ_1, prima mașină va lucra în regim de motor, preluînd de la rețea puterea P_1, egală cu acoperirea pierderilor în grupul de mașini Σp, precum și cea cedată de mașina II în regim de generator :

$$P_1 = \Sigma p + P_2, \qquad (1')$$

sau

$$P_1(\delta_1) = \Sigma p\,(\delta_1,\ \delta_2) + P_2(\delta_2), \qquad (2')$$

de unde rezultă dependența :

$$\delta_2 = f(\delta_1). \qquad (4)$$

Ecuațiile (2) și (4) formează un sistem de două ecuații cu două necunoscute și permit teoretic pentru un unghi oarecare δ_{1e} determinarea unghiurilor δ_1 și δ_2, și deci regimurile de lucru ale mașinilor. Situația este similară la scăderea unghiului δ_{1e}.

Pentru ca sistemul să funcționeze stabil la încărcarea mașinii de încercat pe un domeniu de 360° trebuie ca mașina de antrenare să nu depășească zona de funcționare stabilă. În figura 3 s-a trasat în valori absolute caracteristicile puterii electromagnetice ale celor două mașini, în funcție de unghiurile lor interne δ_1 și δ_2. Neținînd seamă de pierderi, se observă că δ_1 este totdeauna mai mic decît δ_2 pentru o aceeași putere electromagnetică.

La atingerea valorii maxime P_{M2}, $\delta_2 = \delta_{cr.2}$, unghiul $\delta_1 < \delta_{cr.1}$. Depășind unghiul critic $\delta_{cr.2}$, puterile electromagnetice (cedată P_{M2} și cerută P_{M1}) încep să scadă, scăzînd și unghiul intern δ_1. Se vede clar că la variația unghiului δ_2 pe o gamă de 0...360°, unghiul intern δ_1 variază doar de la $-\delta_{max1}$ la $+\delta_{max1}$.

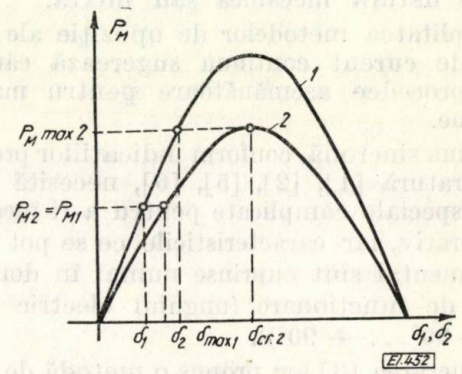


Fig. 3. Caracteristicile electromagnetice teoretice ale celor două mașini :
1 – mașina de antrenat; *2* – mașina încercată.

Condiția de stabilitate se realizează atunci cînd caracteristica electromagnetică a mașinii de încercat se găsește sub caracteristica mașinii de antrenare.

Diferența minimă admisă este egală cu acoperirea pierderilor în grupul de mașini. La două mașini de aceeași putere aceasta se realizează simplu prin excitarea mai puternică a mașinii de antrenat.

3. Aplicații ale metodei

3. 1. Caracteristica puterii electromagnetice $P_M = f(\delta)$

Încercările s-au făcut pe o mașină de 10 kVA, 380 V, 1500 rot/min, conectată în stea. Mașina a fost cuplată mecanic cu o mașină

asincronă sincronizată de 20 kW, 380 V, 1420 rot/min. Excitarea mașinii asincrone sincronizate s-a făcut după schema din figura 2,*b*, realizîndu-se variația într-un domeniu de 360° a poziției axei $N-S$ de excitație. Mărimile măsurate au fost puterile luate sau cedate rețelei, curenții și unghiurile interne ale celor două mașini, valorile absolute ale cîmpurilor de excitație fiind menționate constante. Aceste mărimi au fost trasate în figura 4, funcție de unghiul intern al mașinii de încercat δ_2.

Se observă o diferență considerabilă între puterea debitată în regim de generator și cea primită în regim de motor de mașina de încercat. Această diferență se datorează pierderilor în cupru p_{Cu2}, fier p_{Fe2} și pierderilor suplimentare p_{s2} ale acestei mașini.

Puterea electromagnetică a mașinii încercate în regim de generator este:

$$P_{M2} = P_2 + p_{Cu2} + p_{Fe2} + p_{s2} = P_2 + \Delta P_2, \quad (5)$$

iar în regim de motor:

$$P_{M2} = P_2 - p_{Cu2} - p_{Fe2} - p_{s2} = P_2 - \Delta P_2. \quad (5')$$

Cu ajutorul unei metode obișnuite aceste pierderi pot fi calculate și adunîndu-le sau scăzîndu-le puterii citite la wattmetru, se obține puterea electromagnetică pentru diverse puncte de funcționare.

Aceleași rezultate se obțin în ipoteza în care căderea activă de tensiune datorită rezistenței înfășurării statorice este neglijabilă (nu însă și pierderile în cupru) și se poate considera că puterea electromagnetică în regim de generator pentru un unghi δ_2 este egală cu cea în regim de motor la $360° - \delta_2$.

Pentru $\delta = \delta_2$ și $\delta = 360° - \delta_2$, curenții statorici sînt egali, și corespunzător, pierderile în cupru, fier și suplimentare sînt egale.

$$\Delta P_{\delta_2} = \Delta P_{(360° - \delta_2)} \quad (6)$$

și deci, pentru generator:

$$P_{M2\,\delta_2} - \Delta P_{\delta_2} = P_{2\delta_2}, \quad (7)$$

iar pentru motor:

$$P_{M2\,(360° - \delta_2)} + \Delta P_{\delta_2} = P_{2\,(360° - \delta_2)}. \quad (7')$$

În valori absolute avem:

$$2\Delta P_{\delta_2} = 2\Delta P_{(360° - \delta_2)} = P_{2(360° - \delta_2)} - P_{2\delta_2}. \quad (8)$$

Astfel, pentru diverse unghiuri interne pe o zonă de 360° electrice, se poate calcula puterea electromagnetică P_{M2} și se poate trasa pe aceeași diagramă (fig. 4).

Încercările au fost făcute pentru $E_{02} = U = 200$ V, puterea maximă obținută fiind 2520 W, pentru un unghi critic $\delta_{cr2} = 72°$.

Încercările s-au făcut pe același grup de mașini ca și în cazul folosirii metodei regulatorului de fază [3]. Rezultatele au coincis perfect, dînd o verificare suplimentară metodei.

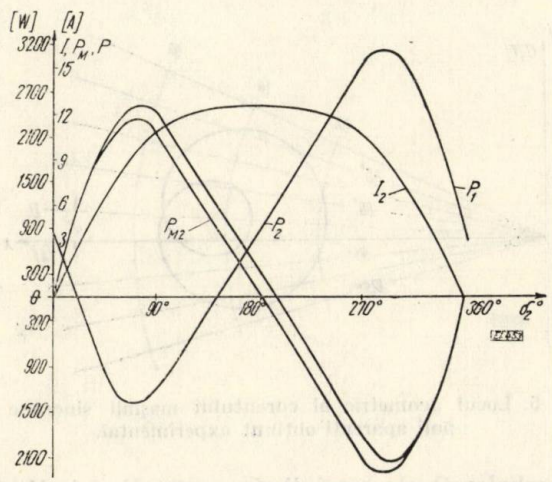


Fig. 4. Caracteristicile experimentale obținute funcție de unghiul intern δ_2:

P_1 – puterea luată sau cedată de la rețea de mașina de antrenat; P_2 – puterea luată sau cedată de la rețea de mașina de încercat; I_2, I_{M_2} – curentul, puterea electromagnetică a mașinii de încercat.

3. 2. Ridicarea locului geometric al curentului mașinii sincrone. Ecuația locului geometric al unei mașini cu poli aparenți este de forma:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}}{R_a^2 + X_d X_q}\left[R_a + j\frac{1}{2}(X_d + X_q)\right] + \frac{\underline{E}_0}{R_a^2 + X_d X_q}[R_a - j X_q]\, e^{j\delta} + \frac{-\underline{U}}{R_a^2 + X_d X_q} j\frac{1}{2}(X_d - X_q)\, e^{j2\delta}$$

și reprezintă ecuația melcului lui Pascal în mărimi complexe.

Literatura de specialitate [4], [5] indică trasarea acestui loc geometric experimental doar pentru un domeniu de $\pm \delta_{cr}$, $\delta < 90°$, sau oferă metode indirecte de trasare pe tot domeniul.

Folosind aceleași metode de încărcare am realizat ridicarea experimentală a locului geometric al curentului mașinii sincrone pe întreg domeniul de 0...360°, s-a măsurat curentul, puterea luată sau cedată rețelei și unghiul intern al mașinii de încercat. Pentru ca mașina să lucreze în regim nesaturat și pentru a evita degenerarea melcului s-a lucrat cu $U = 200$ V și $E_{02} = 15\sqrt{3}$ V.

În figura 5 s-a trasat diagrama polară $I_2 = f(\delta)$. Datorită tensiunii U_2 și t. e. m. E_{02} scăzute, parametrii mașinii nu au variat în cursul încercării și rezultatele obținute se apropie foarte mult de cele teoretice.

3. 3. Ridicarea experimentală a caracteristicilor în V și O ale mașinii sincrone. Bibliografia citată [1], [2], [5], [6] indică în general ridicarea experimentală doar a porțiunii *V*

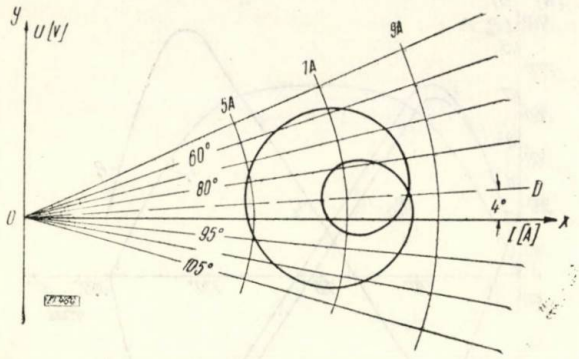


Fig. 5. Locul geometric al curentului mașinii sincrone cu poli aparenți obținut experimental.

a curbelor *O* ale mașinii sincrone, dînd indicații de trasare prin metode indirecte a părții superioare. Deși din punct de vedere practic, în primul rînd ne interesează curbele în *V* este interesant cel puțin din punct de vedere teoretic ridicarea experimentală a întregii curbe.

Folosind aceeași instalație s-a putut trasa experimental întreaga zonă a curbelor în *O* pentru diverse puteri electromagnetice (fig. 6).

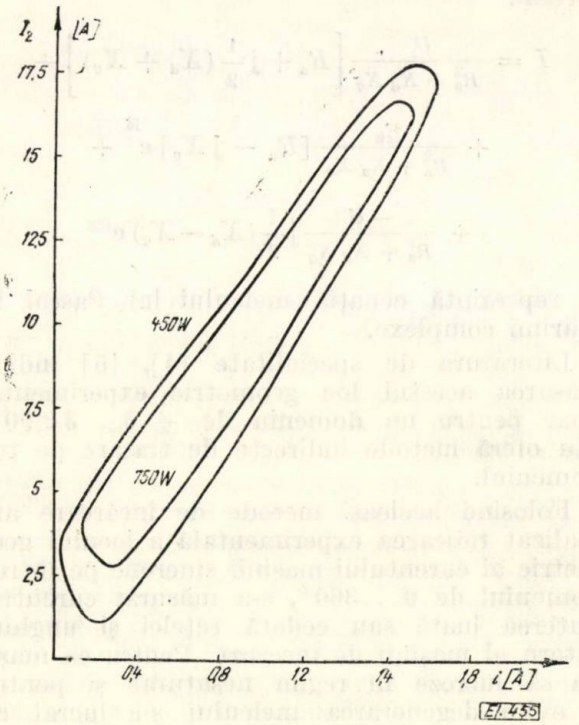


Fig. 6. Curbele în *O*, experimentale ale mașinii sincrone cu poli aparenți.

Pentru a nu atinge curenți prohibitivi și a putea închide curbele, încercările s-au făcut la tensiune scăzută $U = 50\sqrt{3}$ V.

3. 4. Măsurarea reactanțelor sincrone X_d și X_q. Măsurarea reactanțelor sincrone prin metoda alunecării are o serie de dezavantaje ca: cere mașini de antrenare cu moment de inerție ridicat; valorile reactanțelor sînt falsificate de curenții induși în coliviile de amortizare; sînt necesare pentru măsurători oscilografe cu bucle etc. În lucrarea [4] s-a indicat o metodă de măsurare a acestor reactanțe în regim sincron folosind metoda regulatorului de fază. Mai simplu se poate folosi același grup de mașini, mașina de încercat nefiind excitată se citesc curenții și tensiunile la bornele ei statorice și se calcu-

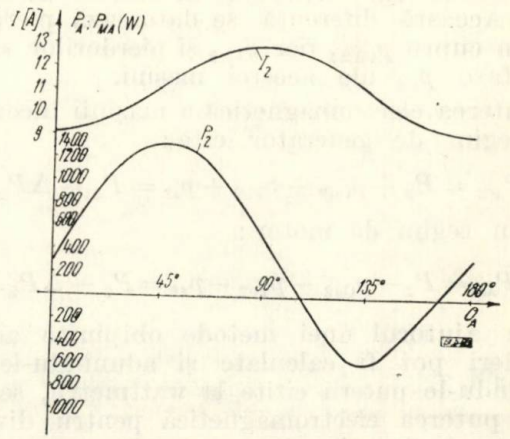


Fig. 7. Caracteristicile pentru determinarea experimentală a reactanțelor sincrone — curentul I_2 și puterea luată de la rețea P_2, funcție de unghiul intern δ_2.

lează valoarea reactanțelor lor în formulele clasice:

$$X_{d2} = \frac{U}{\sqrt{3}\, I_2} \text{ la } \delta_2 = 0° \text{ și } X_{q2} = \frac{U}{\sqrt{3}\, I_2} \text{ la } \delta_2 = 90°.$$

Încercarea a fost făcută la o tensiune de 290 V, trasîndu-se în figura 7 variația curentului și a puterii schimbate cu rețeaua de mașina de încercat pe un domeniu de 180°.

4. Concluzii

1. Metoda propusă permite cu mijloace simple realizarea încărcării mașinii sincrone în regim de motor sau generator pe un ciclu de 360°, obținînd caracteristicile mașinii, atît pentru zone stabile, cît și pentru cele instabile.

2. Metoda este de tip recuperativ, energia luată de la rețea acoperind numai pierderile din grupul de mașini.

3. Folosind același utilaj putem măsura reactanțele mașinilor sincrone.

Bibliografie

[1] *Corlăţeanu, V.* Curs de maşini electrice. Iaşi, Litografia Institutului politehnic, 1956.
[2] *Jerve, G. K.* Încercările industriale ale maşinilor electrice (trad. din limba rusă). Bucureşti, Editura tehnică, 1961.
[3] *Măgureanu, R., Androne, I. şi Popescu, A.* On a recuperative method of drawing the synchronous machine characteristics (în curs de publicare). Iaşi, Buletinul Institutului politehnic.
[4] *Măgureanu, R., Androne, I. şi Popescu, A.* Metodă pentru măsurarea reactanţelor sincrone la maşinile sincrone. Certificat de autor nr. 47830/20, aug 1966.
[5] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. II (Maşina sincronă şi maşina comutatoare), (traducere din limba germană). Bucureşti, Editura tehnică, 1959.
[6] *Nürnberg, W.* Die Prüfung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer Verlag, 1959.

Intrat în redacţie la 10.VII.1968.

Probleme ale proiectării izolatoarelor suport de interior din răşini epoxidice

Chiril Popescu şi Theodor Huidu * — Bucureşti

CZ 621.315.623.3.621.3.001.2 : 621.315.92

Progresele obţinute în ultimul timp în ţara noastră în domeniul utilizării răşinilor epoxidice în industria electrotehnică [1], [2] şi existenţa unei producţii de răşini epoxidice bisfenolice au creat condiţii favorabile realizării de izolatoare suport din răşini epoxidice.

Cercetările întreprinse la I. C. P. E. [2] au condus la realizarea unui amestec epoxidic cu proprietăţi fizico-chimice corespunzătoare unei producţii de izolatoare. Dintre aceste proprietăţi, cele ce sînt necesare de cunoscut în vederea unei judicioase proiectări a izolatoarelor suport sînt [2]:

— rigiditatea dielectrică	300...350 kV/cm
— constanta dielectrică	4...5;
— tangenta unghiului de pierderi la 20...100 °C	$20 \cdot 10^{-3}$... ...$30 \cdot 10^{-3}$;
— rezistivitatea de volum	10^{14}...10^{15}, Ω cm;
— rezistivitatea de suprafaţă	10^{13} Ω cm
— rezistenţa la tracţiune	800 kgf/cm² (valoare medie);
— rezistenţa de compresiune	2100 kgf/cm² (valoare medie);
— rezistenţa la încovoiere	1 200...1 327 kgf/cm².

Plecînd de la aceste caracteristici ale amestecului epoxidic şi urmînd aceeaşi metodologie de calcul utilizată în cazul proiectării izolatoarelor de porţelan [3], s-au întocmit anteproiectele a două tipuri de izolatoare suport de interior, cu armături interioare de 20 kV, clasa A, şi anume unul pentru medii slab contaminate şi altul pentru medii puternic contaminate.

* Ing. *Ch. Popescu* este şef de laborator în I. C. P. E., iar matematicianul *Th. Huidu*, cercetător la laboratorul de fotoelasticitate al Facultăţii de matematică-mecanică — Bucureşti.

Deoarece pentru aceeaşi înălţime şi acelaşi diametru, performanţele dielectrice ale izolatorului depind de poziţia ondulelor şi de dimensiunile, forma şi poziţia armăturilor [3], [4], [5] s-au studiat variante ale anteproiectului în baia electrolitică, urmărindu-se obţinerea unui cît mai uniform cîmp electric în jurul izolatorului. În acelaşi timp prin metode de fotoelasticitate s-au urmărit influenţele stării de tensiune mecanică, ale variaţiei poziţiei şi numărului ondulelor, şi a dimensiunilor, formei şi poziţiei armăturilor.

În cele ce urmează se vor descrie studiile stării de tensiune (prin fotoelasticitate) şi cîmpului în jurul izolatorului (prin modelările în baia electrolitică) efectuate şi modul în care corelarea concluziilor obţinute în cadrul celor două studii a dus la realizarea unor tipuri de izolatoare corespunzătoare din punct de vedere tehnico-economic, prezentîndu-se şi performanţele obţinute pe izolatoarele executate.

1. Studiul stării de tensiune mecanică

Solicitarea mecanică preponderentă, care apare la izolatoarele suport este solicitarea la încovoiere, care parţial este combinată cu solicitarea la torsiune, compresiune sau întindere. Este cunoscut din tratatele de teoria elasticităţii [6] că cele trei funcţiuni:

$$\left.\begin{aligned} \sigma_x &= \sigma_x(x, y) \\ \sigma_y &= \sigma_y(x, y) \\ \tau_{xy} &= \tau_{xy}(x, y) \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

(care pentru un element bidimensional infinitezimal $dx\,dy$, centrat într-un punct $M(x, y)$ al unui corp supus la forţe exterioare sînt definite ca poziţie şi direcţie în fig. 1), caracterizează în întregime starea de tensiune mecanică în jurul punctului $M(x, y)$ din planul xOy.

Admiţînd ipoteza că $\tau_{xy} = \tau_{yx}$, se remarcă faptul că tensorul tensiune

$$T_\sigma = \begin{Bmatrix} \sigma_x & \tau_{yx} \\ \tau_{xy} & \sigma_y \end{Bmatrix} \quad (2)$$

este un tensor simetric de ordinul al doilea.

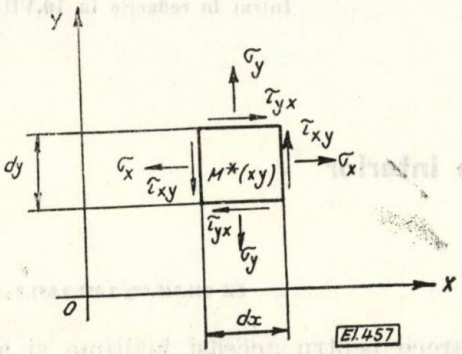


Fig. 1. Componentele tensorului tensiune într-un punct.

Problema plană a teoriei elasticităţii în absenţa forţelor masice se rezumă, după cum se ştie, la integrarea, pentru condiţii limită corespunzătoare a sistemului compus din ecuaţiile diferenţiale de echilibru :

$$\frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} = 0 ; \quad (3)$$

$$\frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} = 0 , \quad (4)$$

şi ecuaţia de compatibilitate (condiţia de continuitate) :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) (\sigma_x + \sigma_y) = 0 . \quad (5)$$

Rezolvarea sistemului format din ecuaţiile (3), (4) şi (5) este posibilă principial, iar soluţii concrete au fost găsite pentru un număr limitat de probleme relativ simple. Problemele mai complicate sînt abordate, fie prin metode numerice aproximative (analiza numerică), fie prin metode experimentale ; printre acestea din urmă, cea mai largă utilizare avînd-o metoda fotoelasticităţii, aplicată cu deosebit succes în studierea stării de tensiuni la izolatoare [7], [8], [9].

Se observă că, deoarece sistemul format din ecuaţiile (3), (4) şi (5) nu depinde de constantele elastice — pentru starea plană de tensiuni şi în cazul domeniului simplu conex — se poate determina starea de tensiune într-un corp omogen şi izotrop, pe un model confecţionat dintr-un material optic sensibil, cu ajutorul fotoelasticităţii, fără a se pune problema similitudinii mecanice.

Modelul piesei de studiat este executat dintr-un material transparent ale cărui proprietăţi optice (indice de refracţie) se modifică sub acţiunea forţelor exterioare, dînd naştere, într-un cîmp de lumină polarizată liniar, la două categorii de linii de extincţie : izocline şi izocromate.

Fiecare izoclină α_i este locul geometric al tuturor punctelor modelului, pentru care una dintre tensiunile principale ortogonale (σ_1 sau σ_2) formează un unghi constant α_i, cu o direcţie fixă aleasă ca origine (de exemplu axa Ox). Ecuaţia lor este de forma :

$$\operatorname{tg} 2\alpha_i = \frac{2\tau_{xy}}{\sigma_x - \sigma_y} . \quad (6)$$

Curbele izocline obţinute experimental servesc în primul rînd la trasarea reţelei traiectoriilor tensiunilor principale, adică a curbelor izostatice, care dau informaţii asupra modului în care este solicitată piesa în ansamblul ei, iar în al doilea rînd servesc la calcularea componentelor tensorului tensiune.

Fiecare izocromată m este locul geometric al punctelor modelului, pentru care diferenţa tensiunilor principale ($\sigma_1 - \sigma_2$) este constantă, fiind proporţională cu ordinul lor m ($m = 0, 1, 2, 3 \ldots$). Ecuaţia izocromatelor este de forma :

$$\sigma_1 - \sigma_2 = \sqrt{(\sigma_x - \sigma_y)^2 + 4\tau_{xy}^2} = m\sigma_0 , \quad (7)$$

unde :

$$\sigma_0 = \frac{\lambda}{C.e} \quad (8)$$

este constanta fotoelastică a modelului şi se determină prin etalonare. Această constantă reprezintă cantitatea cu care variază diferenţa tensiunilor principale de la o curbă izocromată de un ordin oarecare la cea de ordin superior. În expresia (8) λ este lungimea de undă a sursei de lumină monocromatică folosită, e — grosimea modelului, iar C este o constantă optică relativă a modelului.

Curbele izocromate folosesc în primul rînd la trasarea diagramei de variaţie a tensiunilor de pe conturul piesei, rezultat care este deseori suficient pentru rezolvarea unor probleme practice, avînd în vedere faptul că tensiunile maxime şi deci ruperile de piese sau elemente de construcţii se produc de cele mai multe ori începînd de la conturul lor [10], [11].

În cazul în care necesităţile practice impun cunoaşterea componentelor tensorului tensiune, acest lucru se poate realiza din datele deduse cunoscînd reţeaua de izocromate, parametrul izoclinei în punctul respectiv şi una dintre ecuaţiile de echilibru, de exemplu, (3), după metodologia ce se dă în anexa 1.

Materialele folosite pentru executarea modelului trebuie să fie transparente şi să prezinte sensibilitate optică. Printre materialele folosite de diverşi cercetători sînt de amintit : sticla,

plexiglasul, celuloidul, gelatina, cauciucul, nitratul de celuloză, vinilinul, unele fenolformaldehide, bioxidul de siliciu topit, răşina de columbia, poliesterii, răşinile epoxidice, răşina de uretan etc. Dintre aceste materiale cele mai utilizate sînt răşinile epoxidice [12], [13], dintre care, răşinile Araldit B şi D şi răşiina Dinox-110, produsă în ţară, au fost studiate şi de cercetătorii români [14].

Studierea prin fotoelasticitate a stării de tensiune mecanică a izolatoarelor suport s-a început în ţară din anul 1966 [15]. Variantele studiate prin metoda fotoelasticităţii sînt prezentate în tabela 1.

Tabela 1

Variantele studiate prin fotoelasticitate

Nr. varianţei	Figura de referinţă	α, mm	β, mm	γ, mm	C, mm	Tipul de izolator	Tabloul izocromatelor
1	1	24	10	—	7	fără ondule tronconic	pentru variantele 1, 3, şi 5 în figurile 3a, 3b, 3c
2	1	24	17	—	7		
3	1	17	10	—	7		
4	1	17	17	—	7		
5	1	24	10	—	14		
6	1	24	10	25	7	cu două ondule, tronconic	pentru variantele 6 şi 7 în figurile 4a şi 4b
7	1	24	10	33	7		
8	1	24	10	33	14		
9	3	24	10	—	7	fără ondule, cilindric	figura 5
10	4	24	10	—	7	cu şapte ondule, cilindric	figura 6

Studiile s-au făcut pe modele fotoelastice bidimensionale, la scara 1 : 3, din plăci de Araldit D groase de 9,5 mm, avînd constanta fotoelastică $\sigma_0 = 12$ kgf/cm². În modele au fost

unui adeziv epoxidic. După întărirea adezivului au fost înşurubate armăturile exterioare. În figura 2 se vede tipul reprezentativ al modelelor realizate şi dimensiunile ce au luat valori diferite în diversele variante.

Tabloul izocromatelor şi curbele tensiunii de contur — obţinute prin interpretarea datelor experimentale — se redau în figurile 3, 4, 5, 6 pentru cîteva din variantele cele mai reprezentative pentru soluţiile alese în proiectul întocmit.

În aceste figuri semnul (+) indică tensiuni de întindere pe contur, iar semnul (—) indică tensiuni de compresiune. Cifrele de pe contur reprezintă ordinul izocromatelor (m din relaţia 7). Aceste cifre înmulţite cu $\sigma_0 = 12$ kgf/cm² (determinată prin etalonare) dau valoarea tensiunii tangente pe contur în punctul respectiv, deoarece pentru un contur fără sarcini exterioare tensiunea principală (σ_1 sau σ_2) normală la contur este nulă.

Din compararea tablourilor izocromatelor şi curbelor tensiunii de contur, obţinute pentru variantele din tabela 1 se desprind următoarele concluzii :

a. cu cît armătura inferioară este mai aproape de baza izolatorului (α mai mic), cu atît solicitările sînt mai defavorabile (a se compara fig. 3 *a*, cu fig. 3 *b*) ;

b. cu cît armătura superioară este mai lungă (C mai mare), cu atît tensiunea de contur la întindere creşte (a se compara fig. 3 *a* cu fig. 3 *c*). De menţionat că în cazul dat o lungime de 30 mm a armăturii superioare nu dă naştere la solicitări periculoase ;

c. este posibil să se crească diametrul armăturii inferioare a izolatorului pînă la 30 mm, fără să se producă concentrări de tensiuni suplimentare sensibile ;

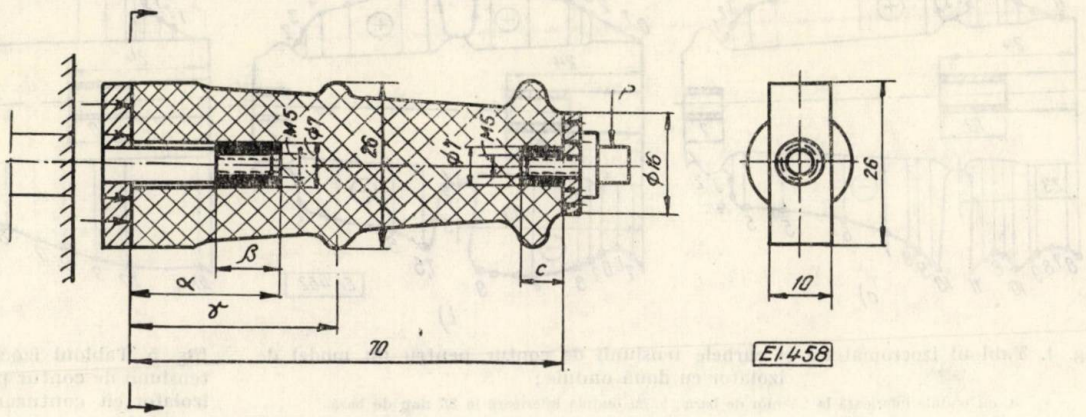


Fig. 2. Tipul reprezentativ al modelelor fotoelastice studiate.

date găuri (cu diametrul maxim de 7 mm) la cele două capete, în lungul axei de simetrie. În aceste găuri au fost introduse bucşe de alamă filetate în interior şi randalinate în exterior. Fixarea bucşelor de model s-a făcut cu ajutorul

d. dacă razele de curbură în locul de racordare a ondulelor sînt relativ mari, concentrările de tensiuni datorate lor pot fi neglijate şi deci locul lor poate fi ales oricare. Este totuşi de recomandat ca ondulele să fie plasate dea-

supra nivelului superior al armăturilor inferioare (fig. 4);

e. la izolatorul pentru zone contaminate puternic (cu multe ondule) se constată o creştere a concentrării eforturilor de întindere şi compresiune pe contur (a se compara fig. 5 cu fig. 6);

f. la ambele tipuri de izolatoare este necesar ca armăturile să aibă colţurile rotunjite.

modele reprezentînd variante ale tipurilor de izolatoare proiectate, cu metodologia stabilită prin cercetări anterioare [16].

Modelele au fost construite din plexiglas armăturile fiind executate din alamă. În figura 7 se văd modelele I, II şi III care reproduc tipul de izolator cu două ondule şi diferă între ele prin poziţia relativă a ondulelor.

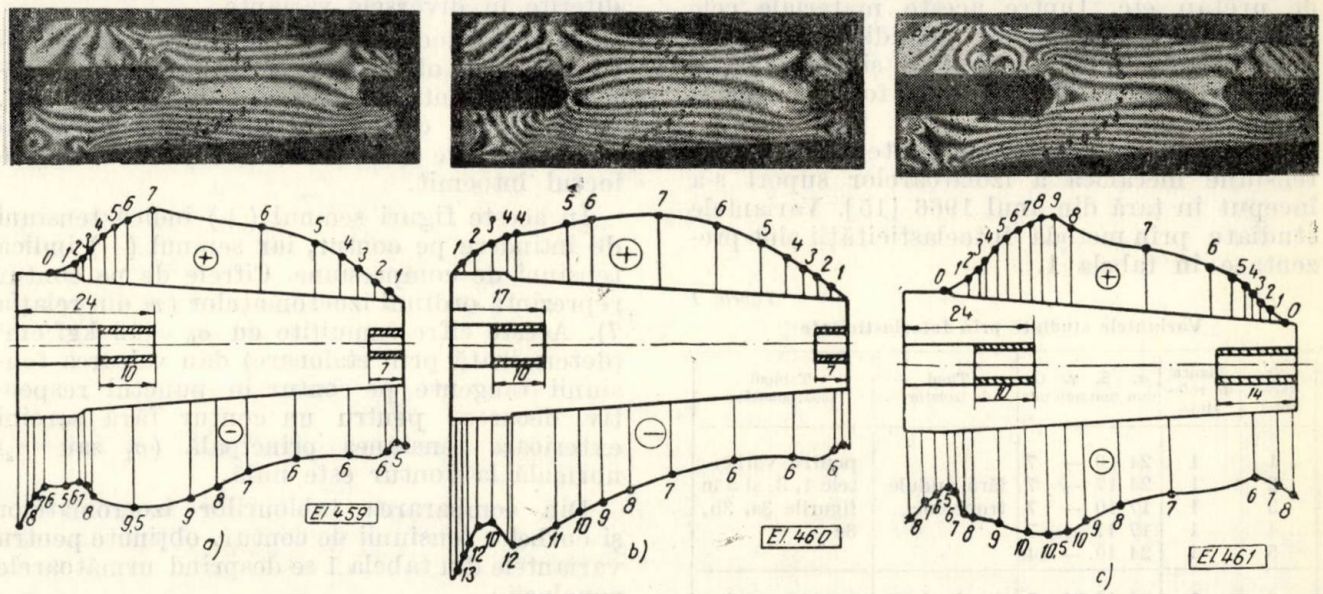


Fig. 3. Tabloul izocromatelor şi curbele tensiunii de contur pentru trei modele de izolator fără ondule:
a. $\alpha = 24$ mm, $\beta = 10$ mm, $C = 7$ mm; *b*. $\alpha = 17$ mm, $\beta = 10$ mm, $C = 7$ mm; c. $\alpha = 24$ mm, $\beta = 10$ mm, $C = 14$ mm

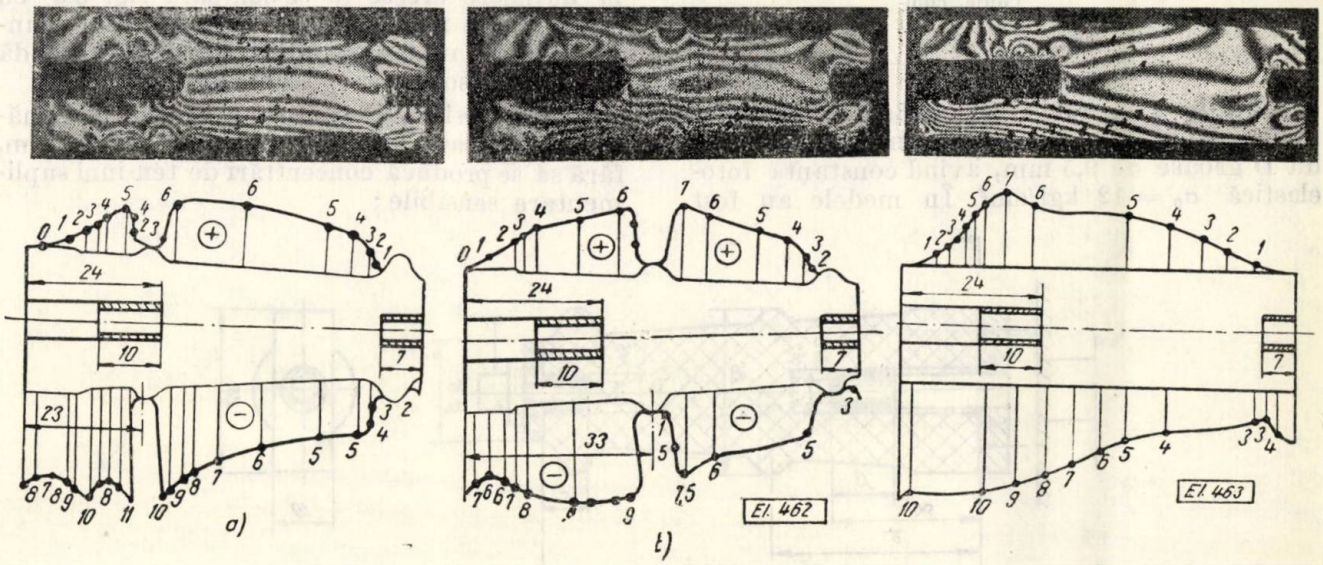


Fig. 4. Tabloul izocromatelor şi curbele tensiunii de contur pentru un model de izolator cu două ondule;
a. cu ondula inferioară la 25 mm de bază; *b*. cu ondula inferioară la 38 mm de bază.

Fig. 5. Tabloul izocromatelor şi curbele tensiunii de contur pentru un model de izolator cu contururile paralele şi fără ondule.

2. Studiul în baia electrolitică a repartiţiei tensiunii în jurul izolatorului

Studiul repartiţiei tensiunii în jurul izolatorului s-a făcut prin determinarea în baia electrolitică a cîmpului electric pe diverse modele. Modelul IV, care reproduce tipul de izolator pentru zone puternic contaminate (cu multe ondule) este prezentat în figura 8.

Înclinarea modelelor s-a ales pentru aer $\theta_1 = 3°$, aşa cum recomandă literatura de

specialitate [16]; iar pentru izolant s-a calculat cu expresia :

$$\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} = \frac{\theta_1}{\theta_2}, \qquad (9)$$

unde : $\varepsilon_1 = 1$ şi $\varepsilon_2 = 4{,}4$ sînt constantele dielectrice ale aerului respectiv izolantului, iar

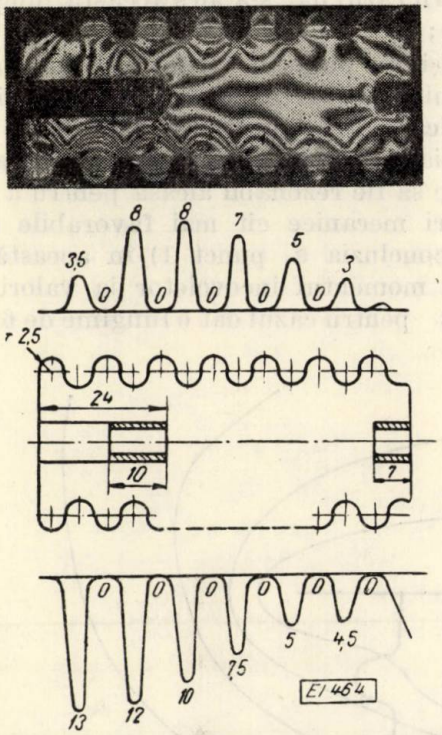


Fig. 6. Tabloul izocromatelor şi curbele tensiunii de contur pentru un model de izolator cu mai multe ondule.

θ_2 este unghiul de înclinare a modelului pentru izolant. A rezultat $\theta_2 = 13°$.

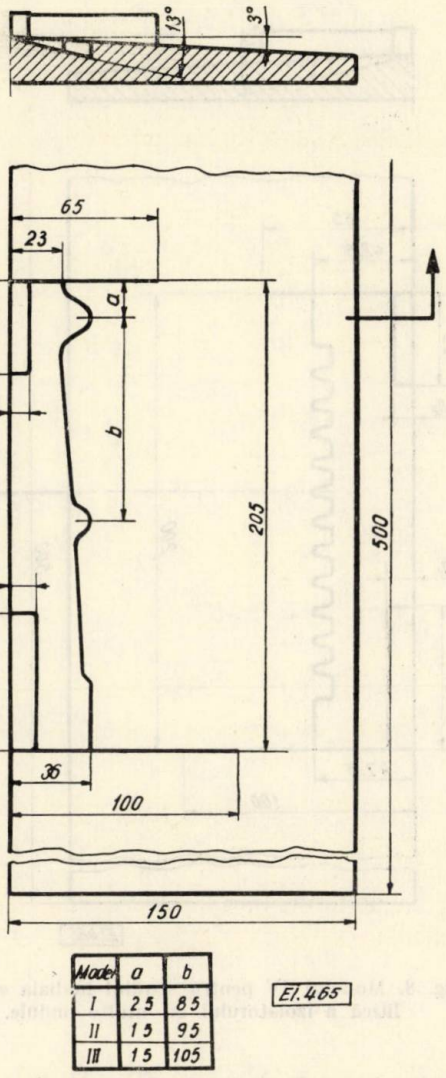
Tabela 2

Variantele studiate în baia electrolitică

Modelul	Nr. variantei	Armătura inferioară		Armătura superioară		Cota echipotenţialei 0,5 U h, mm	$\frac{h}{H}$ 100
		L_1, mm	D_1, mm	L_2, mm	D_2, mm		
I	1	61	24	18	16	79	39,5
	2	61	24	30	16	82	41
	3	61	24	40	16	88	44
	4	61	24	40	24	90	45
	5	61	24	18	24	82	41
	6	35	24	30	16	94	47
	7	13	24	30	16	120	60
II	8	61	24	18	16	73,5	36,7
	9	61	24	30	16	82	41
	10	61	24	40	16	82	41
	11	61	24	40	24	89	44,5
III	12	61	24	40	16	82	41
IV	13	61	24	40	16	86	43
	14	61	24	30	16	84	42

Notă. h se măsoară de la partea superioară a izolatorului; H este înălţimea totală a izolatorului.

Pentru fiecare din modele s-a făcut o serie de variante cu diferite diametre şi lungimi ale armăturilor interioare. Variantele studiate în baia electrolitică sînt prezentate în tabela nr. 2



Model	a	b
I	25	85
II	15	95
III	15	105

Fig. 7. Modelele I, II şi III pentru studiul în baia electrolitică a izolatorului cu două ondule.

După cum se vede în tabelă s-a urmărit să se determine ce influenţe au asupra configuraţiei cîmpului electric în jurul izolatorului, dimensiunile armăturilor inferioare şi superioare, poziţia relativă a ondulelor şi numărul lor.

În figura 9 se redă imaginea cîmpului în jurul izolatorului pentru una din variantele cu două ondule, iar în figura 10 pentru una din variantele cu mai multe ondule. Variantele redate în aceste figuri sînt totodată şi cele mai reprezentative pentru soluţiile alese în proiectul întocmit.

Deoarece cîmpul electric în care va funcţiona izolatorul este cu atît mai uniform cu cît echipotenţiala 0,5 U întretaie conturul exterior al acestuia mai aproape de mijlocul înălţimii,

din compararea rezultatelor sintetizate în tabela 2, se desprind următoarele concluzii principale :

a. uniformitatea cîmpului crește dacă lungimea armăturii superioare crește (a se compara

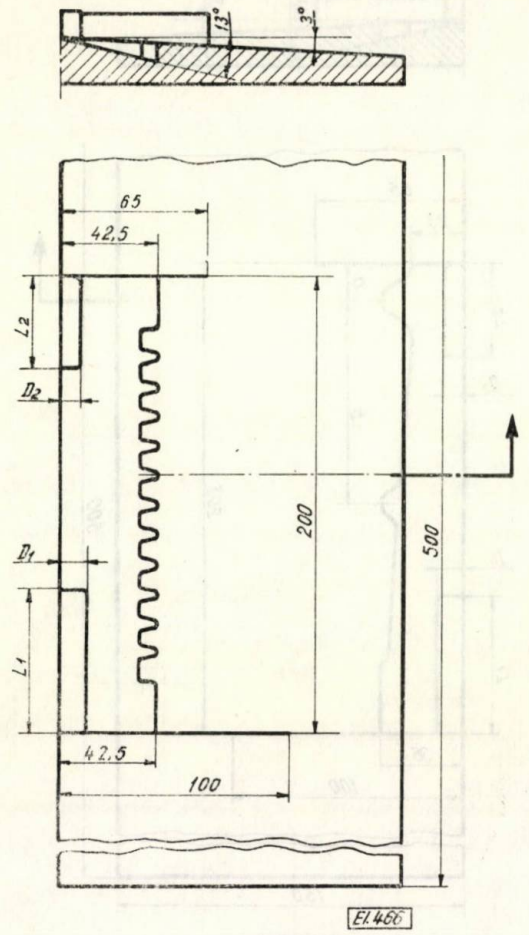


Fig. 8. Modelul IV pentru studiul în baia electrolitică a izolatorului cu multe ondule.

varianta 1 cu 2 și cu 3, 8 cu 9 și cu 10, 13 cu 14) ;

b. uniformitatea cîmpului crește dacă diametrul armăturii superioare crește (a se compara varianta 1 cu 5 și 10 cu 11) ;

c. uniformitatea cîmpului scade dacă lungimea armăturii inferioare crește (a se compara varianta 2 cu 6 și 7) ;

d. poziția relativă a ondulelor și numărul lor nu influențează uniformitatea cîmpului decît în limite mici (a se compara varianta 3 cu 10 și 12, 2 cu 14, 3 cu 13).

Comparînd concluziile rezultate în urma studiilor de fotoelasticitate și a celor făcute în baia electrolitică s-au stabilit următoarele linii directoare de care s-a ținut seama la întocmirea proiectului :

— lungimea armăturii superioare trebuie aleasă astfel încît să se obțină un compromis între o uniformă repartiție a cîmpului electric în jurul izolatorului (care, așa cum rezulta din concluzia „a" punctul 2, cere o valoare cît mai mare) și lipsa concentrării de tensiuni mecanice suplimentare (care, așa cum rezultă din concluzia b, punct 1, cere o valoare cît mai mică). În cazul dat s-a ales această lungime de 30 mm ;

— deși din punct de vedere al uniformității cîmpului ar fi foarte avantajoasă o lungime cît mai mică a armăturii inferioare (a se vedea concluzia c, punct 2) este necesar ca această lungime să fie rezonabil aleasă pentru a obține solicitări mecanice cît mai favorabile (a se vedea concluzia a, punct 1) în această zonă în care momentul încovoietor ia valori mari. S-a ales pentru cazul dat o lungime de 61 mm ;

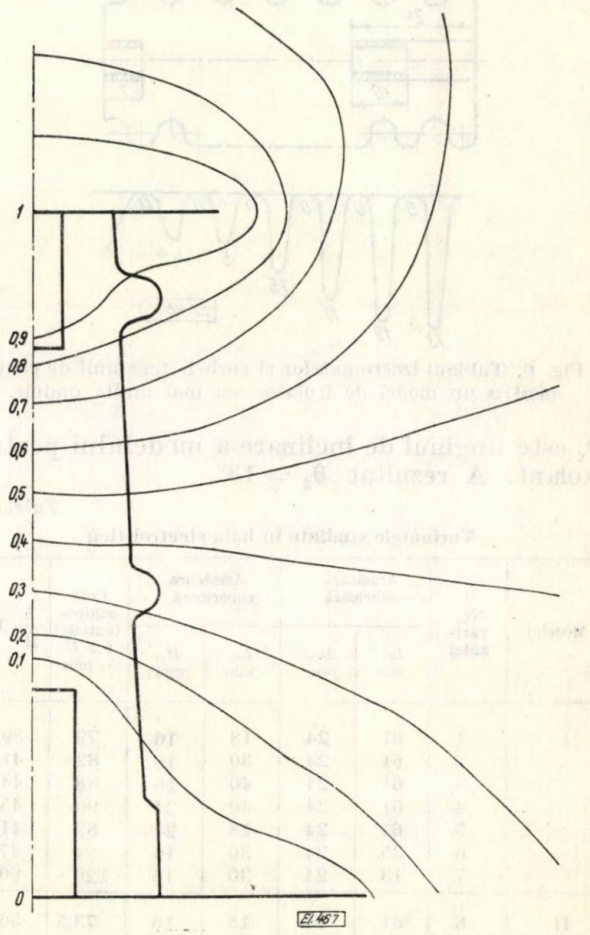


Fig. 9. Imaginea cîmpului în jurul izolatorului cu două ondule : varianta aleasă în proiect.

— armăturile să nu prezinte colțuri ;

— poziția ondulelor să fie astfel aleasă încît să nu producă concentrări de tensiuni la limita dintre armătura inferioară și izolant.

3. Verificarea dimensiunlor izolatorului

În urma studiilor de fotoelasticitate şi a celor făcute în baia electrolitică s-au adus corecturi anteproiectului stabilindu-se valori defi-

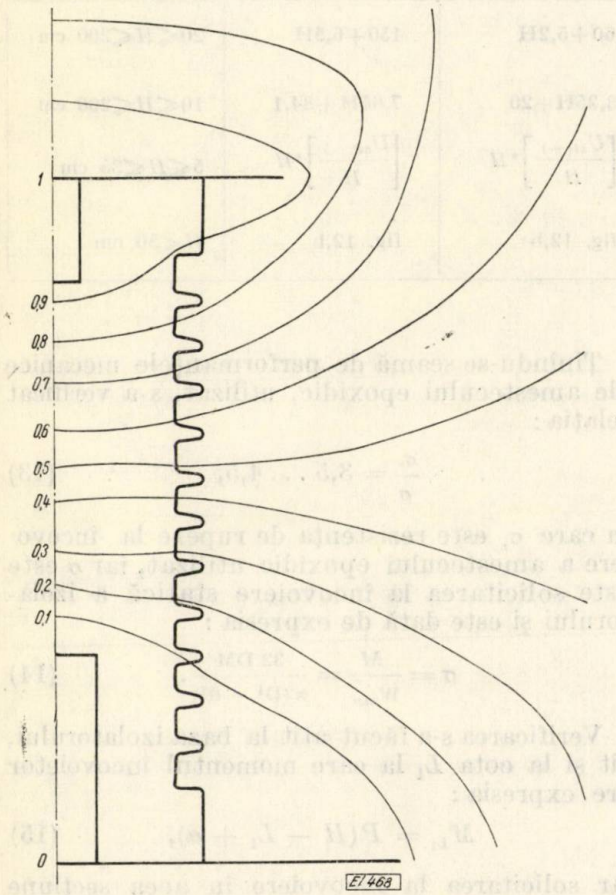


Fig. 10. Imaginea cîmpului în jurul izolatorului cu mai multe ondule : varianta aleasă în proiect.

nitive pentru dimensiunile notate în figura 11. Aceste dimensiuni trebuie verificate punîndu-se condiţiile impuse de normele de încercare atît pentru performanţele electrice, cît şi pentru cele mecanice.

3.1. Verificarea înălţimii izolatorului, se face calculîndu-se cu formule sau curbe determinate experimental, tensiunea de conturnare la 50 Hz (U_c) şi tensiunile 50 % conturnări la impuls de tensiune cu undă de polaritate pozitivă (U_{ci+}) sau negativă (U_{ci-}) şi punînd condiţiile :

$$U_c > 1{,}4 \ldots 1{,}5 \; U_t : \tag{10}$$

$$U_{ci} > 1{,}1 \ldots 1{,}2 \; U_{ti}, \tag{11}$$

unde :

U_t este tensiunea de ţinere timp de un minut la frecvenţă industrială ;

U_{ti} — tensiunea de ţinere la impuls de tensiune, ambele valori alese în conformitate cu standardul de coordonarea izolaţiei [17], în funcţie de tensiunea nominală a izolatorului.

Formulele de calcul recomandate de literatura de specialitate pentru tipul de izolator studiat (cu înălţimea în jur de 200 mm) se redau în tabela 3.

Din experienţa cîştigată pînă în prezent în proiectarea izolatoarelor suport de interior [2], [3] s-a constatat că pentru gama de izolatoare suport de interior formulele care dau valori de calcul cele mai apropiate de cele experimentale sînt : formulele lui Böning (nr. 1, tabela 3) pentru frecvenţă industrială şi tensiune de impuls de polaritate negativă şi formula lui Kojukov (nr. 3, tabela 3) pentru

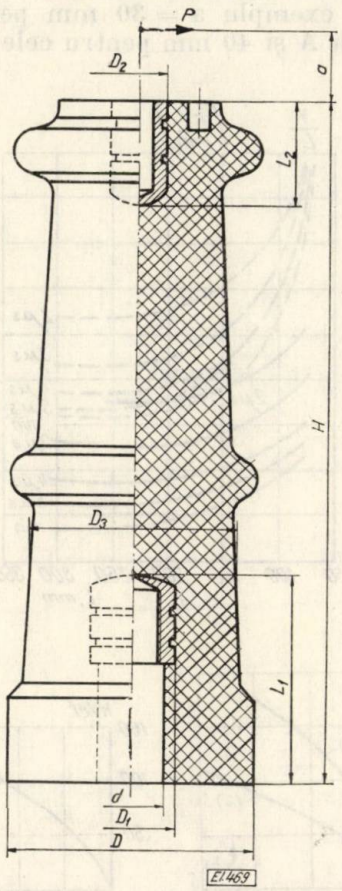


Fig. 11. Tipul de izolator proiectat.

tensiunea de impuls de polaritate pozitivă. Valori apropiate de cele experimentale dau şi curbele lui Sirotinski (fig. 12. d şi e).

3.2. Verificarea diametrului izolatorului, s-a făcut în funcţie de solicitarea la încovoiere. Deoarece, după normele germane [19], punctul de aplicare al forţei este la cota *a* faţă de nivelul superior al izolatorului (fig. 11), unde

Tabela 3

Formule de calcul recomandate de literatura de specialitate pentru tensiunile de conturnare a izolatorului suport

Nr. formulei	Sursa bibliografică	Formula			Domeniul de aplicare
		U_c	unda 1,2/50		
			$U_{ci(+)}$	$U_{ci(-)}$	
1	Böning [18]	20+3,35H	60+5,2H	150+6,5H	$20 \leqslant H \leqslant 200$ cm
2	Fac. Tens. Inalte RPP [18]	5,6H+20,9	3,35H+20	7,65H+34,1	$10 \leqslant H \leqslant 200$ cm
3	Kojukov [4]	—	$\left[\frac{U_{ci(+)}}{H}\right]^* H$	$\left[\frac{U_{ci(-)}}{H}\right]^* H$	$5 \leqslant H \leqslant 35$ cm
4	Sirotinski	fig. 12,c.	fig. 12,b	fig. 12,b	$H < 50$ cm

* Se deduc din curbele din figura 12, a.

a are diferite valori în funcţie de clasa izolatorului (de exemplu a = 30 mm pentru izolatoare clasa A şi 40 mm pentru cele din clasa

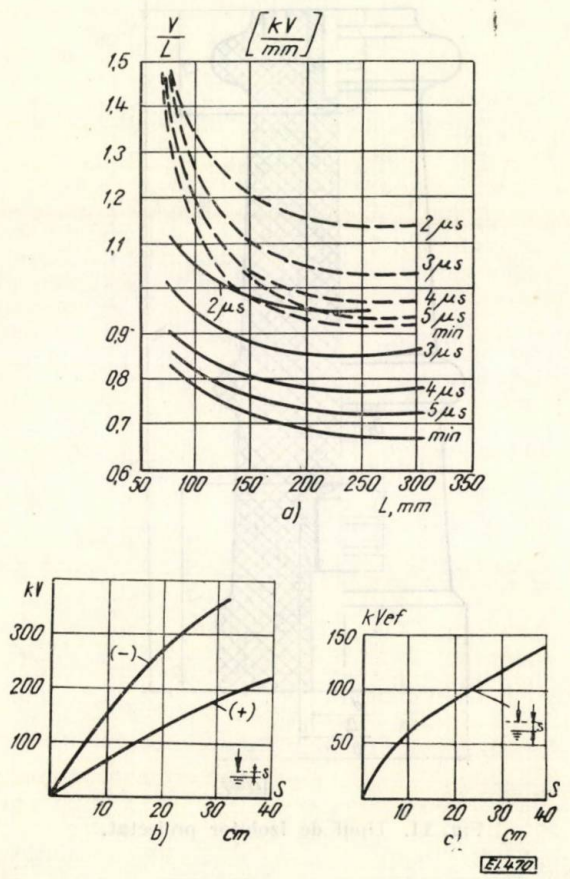


Fig. 12. Curbele experimentale pentru determinarea tensiunilor de conturnare :

a. pentru impuls de tensiune după Kojukov [4]; *b*. pentru impuls de tensiune după Sirotinski [5]; *c*. pentru frecvenţă industrială după Sirotinski [5].

B), momentul încovoietor maxim ce solicită izolatorul este :

$$M = P(H + a). \tag{12}$$

Ţinîndu-se seamă de performanţele mecanice ale amestecului epoxidic, utilizat, s-a verificat relaţia :

$$\frac{\sigma_r}{\sigma} = 3{,}5 \ldots 4{,}5, \tag{13}$$

în care σ_r este rezistenţa de rupere la încovoiere a amestecului epoxidic utilizat, iar σ este este solicitarea la încovoiere statică a izolatorului şi este dată de expresia :

$$\sigma = \frac{M}{W_{cap}} = \frac{32\,DM}{\pi(D^4 - d^4)}. \tag{14}$$

Verificarea s-a făcut atît la baza izolatorului, cît şi la cota L_1 la care momentul încovoietor are expresia :

$$M_{L_1} = P(H - L_1 + a), \tag{15}$$

iar solicitarea la încovoiere în acea secţiune este :

$$\sigma_{L_1} = \frac{32\,D_3\,M_{L_1}}{\pi(D_3^4 - D_1^4)}. \tag{16}$$

În general s-a găsit că solicitările cele mai mari sînt la cota L_1. De aceea s-au luat precauţiile recomandate de studiul de fotoelasticitate pentru preîntîmpinarea concentrării de tensiuni mecanice în această zonă, şi anume :

— s-a evitat ca racordarea vreunei ondule să fie în această zonă;

— s-au rotunjit capetele armăturilor înglobate în răşină.

3.3. Verificarea lungimii liniei de conturnare se face în funcţie de tensiunea maximă a reţelei şi de condiţiile exterioare în care urmează să funcţioneze izolatorul.

În majoritatea cazurilor condiţiilor de lucru pentru izolatoarele de interior sînt cele în care sînt numai depuneri de praf fără depuneri de condens. În asemenea cazuri de contaminare uşoară lungimea liniei de conturnare este mică trebuind să asigure un coeficient al liniei de

conturnare l_c cuprins între 1,5 și 1,7 cm/kV [18], [20]. S-a verificat deci relația:

$$l_c = \frac{\sqrt{3}\, L_c}{U_m} = 1{,}5 \ldots 1{,}7 \text{ cm/kV}, \qquad (17)$$

în care L_c este lungimea liniei de conturnare, iar U_m este tensiunea maximă a rețelei.

Pentru a se îndeplini condiția (17) a fost suficient să se realizeze numai două ondule pe izolator. Una din ele a fost amplasată cît mai aproape de armătura superioară pentru a se obține o creștere a tensiunii 50% conturnări [4], [5], iar cea de-a doua s-a amplasat deasupra nivelului superior al armăturii inferioare pentru a preîntîmpina concentrări de tensiune în zona cea mai solicitată din punct de vedere mecanic.

Pentru instalațiile interioare în care există posibilitatea infiltrării de substanțe ce pot depune straturi conductoare pe suprafața izolatoarelor (instalațiile de la uzinele chimice și textile, instalațiile din vecinătatea mării etc.) trebuie realizată o linie de conturnare mai mare, capabilă să satisfacă relația [18], [20]:

$$l_c = \frac{\sqrt{3}\, L_c}{U_m} = 1{,}7 \ldots 3 \text{ cm/kV}. \qquad (18)$$

Această linie de conturnare se poate realiza cel mai avantajos din rășină epoxidică, întrucît ondulele nemaitrebuind să respecte racordările mari impuse de condițiile tehnologice de fabricație ale porțelanului, se pot face mai dese și deci în număr mai mare [21]. O atenție mare însă trebuie dată măsurilor ce trebuie să ducă la asigurarea unei cît mai mari instabilități a arcului în cazul contaminării sub strat străin, deoarece în cazul formării în același loc a arcului s-ar produce carbonizări puternice ale rășinii. Una din aceste măsuri este de a se prevedea o mare rază de racordare a ondulelor, fapt care limitează numărul ondulelor și deci lungimea liniei de conturnare ce se poate realiza tehnologic.

4. Rezultate experimentale

După proiectele întocmite s-a executat în cadrul I.C.P.E. tipul de izolator de 20 kV și 375 kgf (clasa A), cu armături interioare, înglobate în masa izolantă, în două variante: una cu două ondule (fig. 13. *a*), pentru atmosferă slab contaminată și alta cu mai multe ondule (fig. 13. *b*), pentru atmosferă puternic contaminată.

Prototipurile realizate (cîte 10 din fiecare tip) au fost supuse unei serii de încercări electrice și mecanice, a căror rezultate se redau în cele ce urmează.

4.1. Verificarea dimensiunilor și aspectul exterior a dus la constatările:

— izolatoarele au fost realizate cu toleranțe mai mici de 0,5% față de proiect;

— suprafața lor este perfect netedă avînd luciu apropiat de glazura porțelanului;

— fețele pe care se prind armăturile sînt perfect plan paralele.

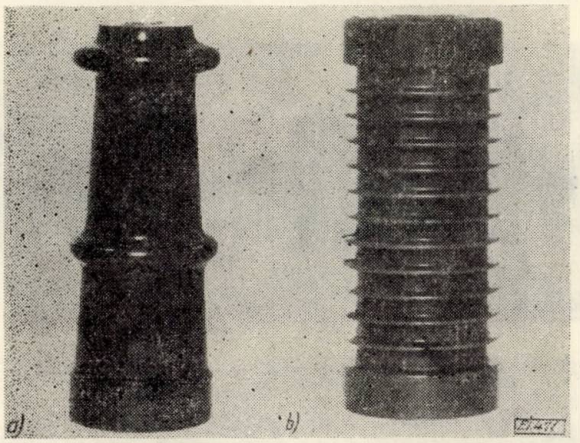


Fig. 13. Izolatoarele suport de interior din rășini epoxidice realizate:
a. izolator tip ICPE pentru atmosfera slab contaminată; *b*. izolator tip ICPE pentru atmosferă puternic contaminată.

4.2. Verificarea proprietăților dielectrice ale izolatoarelor s-a făcut prin încercările de ținere timp de 1 min, la frecvența industrială, încercările de ținere la impuls de tensiune, determinarea tensiunilor 50% conturnări la impuls cu unde de ambele polarități și tensiunii de conturnare la frecvența industrială. Încercările făcute în conformitate cu standardele în vigoare [22], au fost integral suportate de toate izolatoarele. Rezultatele determinărilor sînt trecute în tabela 4, ele reprezentînd cele mai mici valori obținute la încercarea a cîte opt izolatoare din fiecare tip.

Tabela 4

Rezultatele obținute la încercările izolatoarelor realizate

Mărimea determinată		Unitatea de măsură	Izolator cu două ondule	Izolator cu multe ondule
Tensiunea de conturnare la frecvența industrială în stare uscată		kV_{ef}	85	86
Tensiunea 50% conturnări la impuls de tensiune, unda 1,2/50	+	kVm	133	135
	−	kVm	280	273
Sarcina de rupere la încovoiere		kgf	550	750
Momentul încovoietor de rupere		tf cm	11	15

4.3. Verificarea comportării în medii contaminate s-a făcut supunînd izolatoarele, alimentate cu tensiunea maximă de serviciu față

de pămînt, la o ceaţă salină cu diferite grade de conductibilitate, timp de o oră. Criteriul de apreciere a fost salinitatea maximă a ceţii la care izolatorul nu a conturnat timp de o oră la trei din patru probe. Ca auxiliar în interpretarea şi aprecierea performanţelor izolatorului încercat s-a folosit înregistrarea numă-

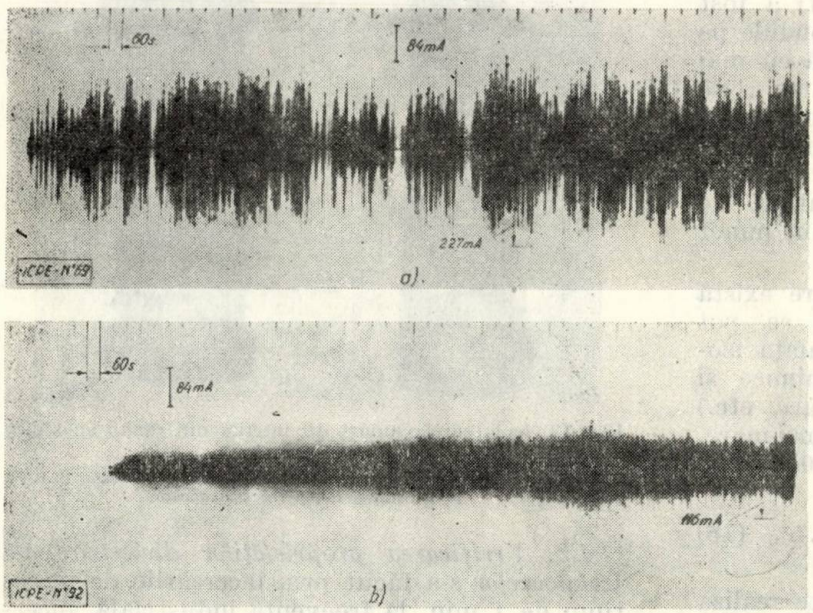


Fig. 14. Oscilogramele curentului de fugă pe izolatoare încercate cu ceaţă salină, pentru salinităţile de ţinere:

a. izolatorul pentru medii slab contaminate, salinitate de ţinere 0,5% (10000 $\mu S\ cm^{-1}$); *b*. izolatorul pentru medii puternic contaminate, salinitate de ţinere 0,75% (15000 $\mu S\ cm^{-1}$); *c*. curba înfăşurătoare a impulsurilor curentului de fugă la încercările de ţinere pentru: *A* – izolator pentru zone slab contaminate; *B* – izolator pentru zone puternic contaminate.

rului şi amplitudinii impulsurilor curentului de fugă. Instalaţia şi aparatura de măsură utilizată a fost realizată integral în I.C.P.E. [23]. Rezultatele încercărilor au fost:

– izolatorul pentru zone puternic contaminate ţine la o salinitate de 0,75% (15000 $\mu S\ cm^{-1}$) trei probe a 60 min, curentul de fugă înregistrat în timpul ultimei probe fiind cel din figura 14, *a*;

– izolatorul pentru zone slab contaminate ţine la o salinitate de 0,5% (10000 $\mu S\ cm^{-1}$) trei probe a 60 min, curentul de fugă înregistrat în timpul ultimei probe fiind cel din figura 14, *b*.

După efectuarea probelor de contaminare s-a determinat pe izolatoarele care au ţinut la această probă, tensiunile de conturnare la frecvenţa industrială în stare uscată. S-au găsit valori practic egale cu cele obţinute înainte de încercarea la contaminare.

De remarcat este faptul că metoda de încercare utilizată, ca de altfel şi alte metode practicate în prezent [21], [24] nu poate da decît rezultate comparative, deoarece nu ţine seamă de efectul nociv al arcurilor ce se produc pe faţa izolatorului în timpul încercării şi nu reproduc decît parţial solicitările la care aceştia sînt supuşi în condiţiile de contaminare naturală. Pentru izolatoarele din răşină sintetică, fixarea, chiar pentru timp scurt a picioarelor arcurilor descărcărilor parţiale, provoacă punţi carbonizate care se transformă în trasee carbonizate, ce reţin picioarele arcurilor în acelaşi loc şi permit extinderea lor. Ori tocmai acest pericol al imobilităţii arcului s-a manifestat cu mai mare intensitate pe izolatorul cu mai multe ondule, fapt care este evidenţiat şi de analiza curentului de fugă (fig. 14, *c*). Din această figură rezultă că deşi amplitudinea curentului de fugă nu a depăşit nici măcar 100 mA în cazul izolatorului cu mai multe ondule, s-a constatat vizual că urmele de carbon au fost mult mai mari decît la izolatorul cu două ondule, cu toate că la acesta din urmă amplitudinea impulsurilor a depăşit 200 mA.

În lumina acestor observaţii rezultatele prezentate trebuie considerate cu rezerva cuvenită, fiind necesare în continuare cercetări pentru a găsi o metodă care să ţină seamă de specificul izolatoarelor din răşini epoxidice.

4.4. Verificarea proprietăţilor mecanice a fost făcută prin încercări la încovoiere, forţa fiind aplicată în conformitate cu normele germane [19]. Toate izolatoarele încercate au suportat sarcina de ţinere de 375 kgf. Ele s-au rupt la nivelul superior al armăturii inferioare pentru eforturi echivalente aplicate cuprinse între 550 şi 820 kgf pentru izolatoarele cu două ondule şi între 750 şi 1000 kgf pentru izolatoarele cu mai multe ondule.

5. Concluzii

Îmbinînd judicios concluziile obţinute în cadrul studiilor de fotoelasticitate şi a celor făcute în baia electrolitică pe modele ale unui izolator, a cărui dimensiuni aproximative au fost stabilite printr-un anteproiect, s-a proiectat economic un izolator suport de interior cu armături interioare din răşină epoxidică.

Rezultatele obținute pe izolatorul realizat au confirmat corectitudinea coeficienților de siguranță luați în considerare în proiect și a măsurilor luate pentru a asigura o cît mai mare uniformitate a cîmpului electric în jurul izolatorului și a înlătura pericolul prezenței concentrărilor de tensiuni mecanice.

ANEXA 1

Din tratatele de teoria elasticității [6] și de fotoelasticitate [11] se știe că între componentele tensorului tensiune σ_x, σ_y și τ_{xy} (fig. 15), pe de o parte, și valorile tensiunilor principale σ_1 și σ_2 și direcția pe care o face σ_1 cu axă fixă (unghiul φ), pe de altă parte, există relațiile :

$$\sigma_x = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} + \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2} \cos 2\varphi ; \qquad (19)$$

$$\sigma_y = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2} - \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2} \cos 2\varphi ; \qquad (20)$$

$$\tau_{xy} = \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2} \sin 2\varphi, \qquad (21)$$

ceea ce înseamnă că pentru determinarea componentelor σ_x, σ_y și τ_{xy}, în afară de diferența $(\sigma_1 - \sigma_2)$ și unghiul φ care se pot obține prin metoda fotoelasticității, este necesară și cunoașterea sumei tensiunilor principale $(\sigma_1 + \sigma_2)$. Aceasta din urmă se poate obține prin calcule numerice sau experimental prin metode mecanice, electrice, optice [11].

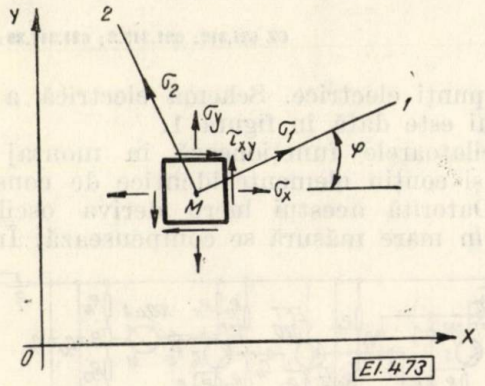


Fig. 15. Poziția și direcția mărimilor σ_x σ_y τ_{xy} σ_1 σ_2 și φ într-un punct oarecare din planul xoy.

Se observă însă că relațiile (19), (20) și (21) se pot scrie :

$$\sigma_x - \sigma_y = (\sigma_1 - \sigma_2) \cos 2\varphi ; \qquad (22)$$

$$\tau_{xy} = \frac{1}{2} (\sigma_1 - \sigma_2) \sin 2\varphi. \qquad (23)$$

Aceste relații indică faptul că se pot determina valorile $\sigma_x - \sigma_y$ și τ_{xy} în fiecare punct din planul considerat, folosind numai datele experimentale obținute prin metoda fotoelasticității. Pentru obținerea valorilor separate ale tensiunilor normale σ_x și σ_y se va utiliza în afară de datele obținute pe cale fotoelastică și una din ecuațiile de echilibru (1), (2) sau (3), deexemplu ecuația (3) :

$$\frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} = 0,$$

care integrată de-a lungul dreptei $y = y_0$ din planul xoy, duce la :

$$\sigma_x (x, y_0) = \sigma_x (x_0, y_0) - \int_{x_0}^{x} \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} \, dx. \qquad (24)$$

În relația (24) $\sigma_x (x_0, y_0)$ este valoarea lui σ_x într-un punct de coordonate x_0, y_0 care poate fi astfel ales încît $\sigma_x(x_0, y_0)$ să fie cunoscută. Transformînd integrala din ecuația (24) în diferențe finite se obține relația :

$$\sigma_x (x_n, y_0) = \sigma_x (x_0, y_0) - \sum_{i=1}^{n} \frac{(\Delta \tau_{xy})_i}{(\Delta y)_i} (\Delta x)_i. \qquad (25)$$

Suma din relația (25) se poate calcula deoarece τ_{xy} poate fi cunoscut în orice punct al domeniului plan unde se cunosc valorile izoclinei și izocromatei. După calcularea lui σ_x în acest mod precum și a diferenței $\sigma_x - \sigma_y$ se poate calcula σ_y

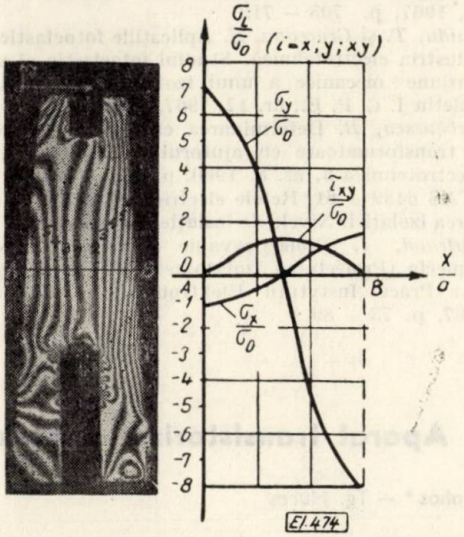


Fig. 16 Curbele de variație ale componentelor tensorului tensiune în secțiunea $A-B$ a unui izolator fără ondule.

în același punct cu ajutorul expresiei (22). Această metodă se cheamă metoda tensiunilor tangențiale și este descrisă mai amănunțit în lucrările [11], [25]. Un calcul prin această metodă pe un caz concret de izolator a dat rezultatele ilustrate în figura 16, în care se arată variația componentelor adimensionale ale tensorului tensiune $\left(\frac{\sigma_x}{\sigma_0}, \frac{\sigma_y}{\sigma_0}, \frac{\tau_{xy}}{\sigma_0}\right)$ într-o secțiune AB a izolatorului.

Bibliografie

[1] *Lucescu, S.* și *Stere, E.* Utilizarea rășinilor epoxidice la executarea izolatoarelor și a pieselor electroizolante. În: Electrotechnica **15**, nr. 12, 1967, p. 453 — 461.

[2] *Lucescu, S., Stere. E,* și *Popescu, Ch.* Utilizarea rășinilor epoxidice la executarea izolatoarelor suport de interior. În : Lucrările I.C.P.E., nr. 17, 1967, p. 89 — 95.

[3] *Popescu, Ch.* și *Tănăsescu, Fl.* Proiectarea izolatoarelor suport pînă la 35 kV, fabricate în R. P. R. În : Electrotehnica **8**, nr. 5, mai 1960, p. 163 — 171.

[4] *Kojukov, I.* L'influence de la construction des isolateurs sur leurs caracteristique d'impulsion. Rap. 223, CIGRÉ, 1937.

[5] *Sirotinski, I.* Tehnica tensiunilor înalte (traducere din limba rusă), vol. **I.** Bucureşti, Ed. tehnică, 1954, p. 136 — — 152 ; vol. **II**, 1956, p. 112 — 118.

[6] *Teodorescu, P. P.* Probleme plane în teoria elasticității, vol. **I.** București, Ed. Academiei, 1961.

[7] *Pindera, J. T.* Zastosowanie wospólezesnych metod elastooptyki w rozwoju konstrukcji (Aplicarea metodelor moderne ale elastoopticii în dezvoltarea construcțiilor). În : Steklo i Ceramika **18**, nr. 1, 1963, p. 7 — 18.

[8] *Atterberg. C.* și *Hiltscher, R.* Étude photoélastique des modèles plans des éléments de chaînes d'isolateurs de lignes à haute tension. În : Rev. Gén. Élect. **68**, nr. 5, 1959, p. 362 — 368.

[9] *Kaldor, M. Th.* Support isolant „multicône". În : Rev. Gén. Élect. **73**, nr. 4, 1964, p. 199 — 207.
[10] *Lehodey, B.* La Photoelasticimetrie. În : Revue d'Jena, nr. 1, 1967, p. 13 — 23.
[11] *Iosifescu, N.* Introducere în fotoelasticitate, vol. **I**. Bucureşti, Ed. tehnică, 1958 şi vol. **II**, 1960.
[12] *Leven, M. M.* Epoxy Resins for Photoelastic use. În : Photoelasticity. New York, Pergamon Press, 1963, p. 145 — 165.
[13] *Prigorovski, K. I.* Napriajenia i deformaţii v detaliah i rezlah maşin. Moscova, Maşghiz, 1961.
[14] *Mîndru, I.* şi *Huidu, Th.* Asupra folosirii răşinilor epoxidice în fotoelasticitate. În : St. cerc. mec. apl. **25**, 1967, p. 705 — 713.
[15] *Huidu, T.* şi *Cruceanu, E.* Aplicaţiile fotoelasticităţii în industria electrotehnică. Studiul fotoelastic al stării de tensiune mecanice a unui izolator de interior. În : Buletin I. C. P. E., nr. 17, 1967, p. 59 — 64.
[16] *Şerbănescu, B.* Determinarea cîmpurilor electrostatice în transformatoare cu ajutorul băii electrolitice. În : Electrotehnica **8**, nr. 8, 1960, p. 286 — 295.
[17] STAS 6489 — 61. Reţele electrice peste 1 kV. Coordonarea izolaţiei. Nivele de izolaţie şi de protecţie.
[18] *Bertrand, I.* Proiectirovanie izolatorów wysokiego napiecia (Proiectarea izolatoarelor de înaltă tensiune). În : Prace Instytutu Elektrotechniki **XV**, fasc. 49, 1967, p. 73 — 89.
[19] DIN 48136/aug 1964. Stützer aus Giessharz für Inneanlagen. Reihe 10 S bis 30 N. Hüll — und Befestigungsmasse.
[20] *Glöyer, S.* şi *Vogelsang. Th.* Freiluftisolatoren in Verschmutzungsgebieten. În : Electrotechn. Z (ETZ—A) **76**, nr. 5, 1957, p. 252 — 259.
[21] *Ranachovski, J.* şi *Winkler, J.* Dabór ksztáltu izolatoráw epoxydowych do warunkov zabrudzeniawych (Alegerea formei izolatoarelor epoxidice în condiţiile de impurificare). În : Prézeglad Elektrotechniczny **42**, nr. 6, 1966, p. 231 — 233.
[22] STAS 6390 — 61. Suporturi izolante pentru instalaţii electrice. Condiţii generale.
[23] *Vascan, Th.* şi *Andreescu, M.* Comportarea izolatoarelor de înaltă tensiune la murdărire. În : Lucrările I. C. P. E., nr. 18, 1967, p. 175 — 190.
[24] *Pierre, E.* Recherches d'une methode conventionelle d'essai des isolateurs d'interieur en resine synthetique pour l'etude de leur endurance aux décharges superficielles dues à la pollution. În : Rev. Gen. Élect. **75**, nr. 11, 1966, p. 1 279 — 1 287.
[25] *Frocht, M. M.* Fotonprugosti. Moscova-Leningrad, Gostehizdat, vol. **I**, 1948 şi vol. **II**, 1950.

Intrat în redacţie la 30.VII. 1968

Aparat transistorizat pentru măsurarea centricităţii cablurilor izolate

Ioan Lapohos* — Tg. Mureş

CZ 621.312 : 621.315.2 : 621.317.39 : 531.717

1. Introducere

În această lucrare este prezentat un aparat transistorizat pentru măsurarea grosimii stratului de izolaţie de pe cablurile electrice.

Pentru măsurarea grosimilor în mod nedistructiv a straturilor de izolaţie, în general, pot fi utilizate diferite metode în funcţie de materialul de bază şi cel de acoperire [1]. Metoda curenţilor turbionari se bazează pe variaţia factorului de calitate al bobinelor la apropierea unor obiecte metalice. Dacă apropierea cablului de bobină este determinată de grosimea stratului de izolaţie, atunci în funcţie de aceasta va fi determinat şi factorul de calitate al bobinei. În urma schimbării factorului de calitate se schimbă şi impedanţa bobinei. În cazul cînd bobina constituie un element al circuitului acordat al unui oscilator, o dată cu schimbarea factorului de calitate se va schimba şi frecvenţa oscilatorului. Variaţia oscilaţiilor poate fi pusă în evidenţă pe mai multe căi. La aparatul prezentat s-a folosit aceea a bătăilor de oscilaţii electrice.

2. Prezentarea funcţionării aparatului

Aparatul se compune din două oscilatoare, cu etaj detector şi un etaj amplificator de impulsuri, care totodată constituie şi un braţ al unei punţi electrice. Schema electrică a aparatului este dată în figura 1.

Oscilatoarele funcţionează în montaj Colpitts şi conţin elemente identice de construcţie. Datorită acestui lucru deriva oscilatoarelor în mare măsură se compensează. În cir-

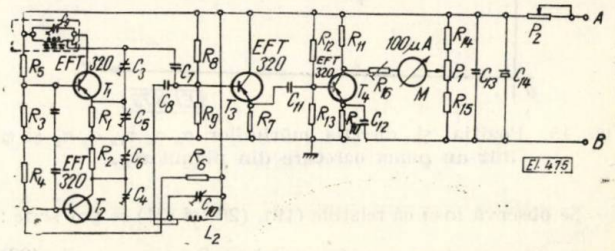


Fig. 1. Schema electrică a aparatului transistorizat pentru măsurarea centricităţii cablurilor izolate.

cuitul acordat al unuia dintre cele două oscilatoare se găseşte bobina de probă, traductorul aparatului, a cărei impedanţă variază la apropierea obiectelor metalice. Frecvenţa de lucru a acestui oscilator este de 3 MHz, iar a celuilalt oscilator este de 3,1 MHz.

Reacţia pozitivă a ambelor oscilatoare este dimensionată în aşa fel, ca forma oscilaţiilor să fie cît se poate de apropiată de cea sinusoidală (fig. 2, *a*).

Cele două oscilatoare sînt cuplate între ele cu ajutorul condensatoarelor C_7 şi C_8. Bătăile de oscilaţii sînt transmise la baza transistorului demodulator T_3. Oscilaţiile demodulate

* *I. Lapohos* este conferenţiar la Institutul pedagogic de 3 ani din Tg. Mureş.

(fig. 2, *b*) comandă transistorul amplificator de impulsuri T_4, care împreună cu rezistențele R_{11}, R_{14}, R_{15} și P_1 formează o punte electrică. Echilibrarea punții se face cu ajutorul potențiometrului P_1.

În urma variației frecvenței impulsurilor pe baza transistorului T_4 se va modifica și intensitatea medie a curentului ce trece prin circuitul colectorului transistorului T_4. Forma oscilațiilor de pe colectorul transistorului T_4 este reprezentată în figura 2, *c*.

Din rezultatele măsurărilor efectuate asupra sensibilității punții s-a constatat că, din acest punct de vedere, timpul de stocare al transistorului are un rol însemnat și alegerea regimului optim de funcționare depinde astfel și de frecvența impulsurilor de comandă. Exploatînd aceste posibilități se poate realiza o punte suficient de sensibilă, aplicînd numai un singur etaj la amplificarea semnalelor, pentru acționarea instrumentului de 100 μA din diagonala punții. Sensibilitatea microampermetrului se potrivește cu ajutorul rezistenței variabilei R_{16}. Rezistența variabilă P_2 servește la reglarea tensiunii de alimentare.

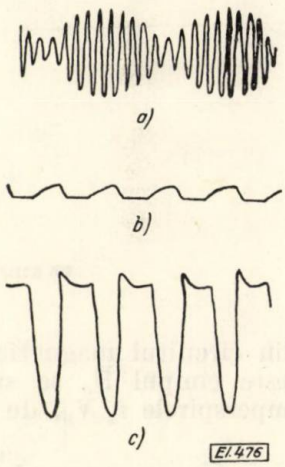


Fig. 2.a. Forma oscilațiilor electrice din baza transistorului demodulator (T_3).
Fig. 2.b. Forma oscilațiilor electrice din baza transistorului amplificator de impulsuri (T_3).
Fig. 2,c. Forma oscilațiilor electrice din colectorul transistorului amplificator de impulsuri (T_3).

Pentru micșorarea derivei de temperatură se aplică cîte o reacție negativă la fiecare transistor. Pe lîngă rolul care-l au în micșorarea derivei de temperatură, rezistențele R_1 și R_2 sînt elemente ale divizoarelor de tensiune ale oscilatoarelor, iar rezistența R_7 este și element constitutiv al sarcinii transistorului demodulator.

Alimentarea aparatului se face cu ajutorul a trei baterii de 4,5 W și el consumă un curent de circa 12 mA.

3. Construcția aparatului și modul lui de folosire

Aparatul este montat în două cutii metalice distincte. Pe fața uneia dintre cele două cutii se găsesc doi scripeți care conduc cablul de măsurat. În mijlocul cutiei, tot pe aceeași față, este aplicat un orificiu circular prin care iese,

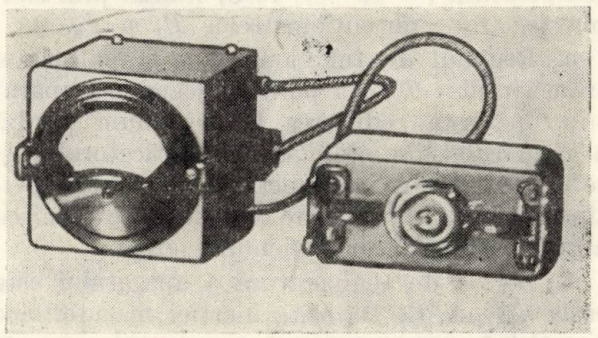


Fig. 3. Aparat transistorizat pentru măsurarea centricității cablurilor izolate.

pînă la nivelul liniei drepte care leagă cei doi scripeți, bobina de probă. Aceasta are miez de ferită și este așezată într-un tub de sticlă care alunecă ușor pe suprafața izolației cablului de măsurat. În aceeași cutie sînt montate toate piesele din schema electrică a aparatului cu excepția microampermetrului, potențiometrelor P_1 și P_2, care sînt așezate împreună cu bateriile de alimentare în cea de-a doua cutie (fig. 3). Cele două cutii sînt legate între ele cu un cablu flexibil și ecranat prin care, pe de o parte, se alimentează aparatul, iar pe de altă parte se conectează microampermetrul în puntea electrică.

La verificarea centricității cablurilor se așază cutia cu bobina de probă pe cablul de măsurat în așa fel ca aceasta să intre în șanțurile scripeților. Astfel pe cablul întins se va așeza și bobina de probă, traductorul aparatului, căreia în funcție de grosimea stratului izolator i se va schimba factorul de calitate. Contactul perfect dintre cablu și traductor se asigură prin fixarea bobinei de probă pe niște arcuri plane elastice. Făcînd cu bobina de probă o mișcare de rotație în jurul cablului, se va putea constata din derivația acului indicator al microampermetrului dacă grosimea stratului izolator din toate laturile este aceeași sau nu. Bineînțeles aparatul poate fi calibrat pentru cabluri de diferite dimensiuni și astfel se poate citi direct grosimea stratului izolator. Atunci cînd aparatul se folosește exclusiv pentru verificarea excentricității, nu este nevoie de calibrare. Centricitatea sau excentricitatea cablului se poate stabili în modul arătat.

4 Concluzii

a. Aparatul prezintă o serie de avantaje datorită faptului că este simplu, portabil, are o siguranţă bună în funcţionare şi puterea consumată de el este mică (circa 0,12 W).

b. Poate fi utilizat într-un interval larg de temperatură ($-10 \div +40°C$) numai prin simpla reglare a potenţiometrelor P_1 şi P_2.

c. Regimul de funcţionare cu impulsuri al transistorului T_4 din puntea electrică a aparatului permite reducerea la minimum posibil a numărului de etaje ale amplificatorului şi totodată asigură o funcţionare stabilă, evitîndu-se problemele care se nasc la construirea amplificatoarelor cu mai multe etaje.

d. Deriva de temperatură a aparatului este circa 0,2 μA/°C. Datorită inerţiei mari termice a cutiei, în care este montat aparatul, măsurările se pot efectua comod, fără reglarea între timp a potenţiometrului P_1, chiar în cazul unor variaţii mari ale temperaturii mediului ambiant.

e. Datorită simplităţii, construcţia aparatului este foarte economică, el putînd fi utilizat atît în procesul extruderii cablurilor, cît şi la controlul calităţii acestora după fabricaţie.

f. Sensibilitatea aparatului permite aplicarea lui la măsurarea cablurilor de dimensiuni foarte diferite, de diametru de circa 0,3—10 mm, dacă izolaţia electrică a acestora este de grosime obişnuită.

Bibliografie

[1] *Nicolau, Th., Popescu, Al.* ş. a. Măsurări electronice în industrie. Bucureşti, Editura tehnică, 1964.

[2] *Tănăsescu, T.* Manual de tuburi şi circuite electronice vol. II. Bucureşti, Editura Academiei, 1957.

[3] Colectiv *Tănăsescu, T.* Circuite cu transistoare. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[4] Colectiv *Felea, I.* Circuite cu transistoare în industrie, vol. I. Bucureşti, Editura tehnică, 1961.

[5] *Meinke, H.* és *Grundlach, F. W.* Rádiotehnikai kezikönyv (trad. din limba germană). Budapest, Müszaki könyvkiado, 1961.

Intrat în redacţie la 10. VII. 1968

Noi scheme electrice de varmetre magnetorezistive în curent alternativ sinusoidal

Avram Heler şi Dumitru Daba * — Timişoara

CZ 621.317.783.016.24 : 538.652

1. Multiplicatorul magnetorezistiv funcţionînd la inducţii magnetice mari

Elementul principal al varmetrelor magnetorezistive este multiplicatorul magnetorezistiv [1], [2], a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1.

Plăcuţa semiconductoare de rezistenţă interioară r_{i_B}, parcursă longitudinal de curentul de comandă i_c, este plasată în întrefierul unui circuit magnetic liniar. Cîmpul magnetic din întrefier, de inducţie $\overline{B}$, este produs de amperspirele I_0N_0 şi i_BN_B. Amperspirele I_0N_0 (I_0 — curent continuu, constant în timp) asigură în întrefier un cîmp magnetic de inducţie $\overline{B}_0$, independent de valoarea curentului alternativ sinusoidal i_B. Acest cîmp poate fi obţinut şi cu ajutorul unui magnet permanent, care va face parte din circuitul magnetic al multiplicatorului. Peste cîmpul $\overline{B}_0$ se suprapune cel produs de amperspirele i_BN_B, de inducţie $\overline{B}_B$.

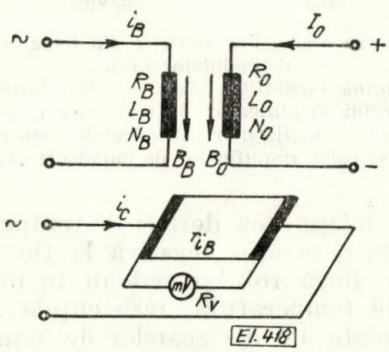


Fig. 1. Multiplicatorul magnetorezistiv.

Considerînd cîmpurile magnetice $\overline{B}_0$ şi $\overline{B}_B$ uniforme şi normale la suprafaţa plăcuţei semiconductoare, iar circuitul magnetic liniar, se

* Dr. ing. *A. Heler* este conferenţiar şi ing. *D. Daba*, asistent la Facultatea electrotehnică-Timişoara.

poate scrie :

$$B = B_0 + B_B = K_N \{I_0 N_0 + i_B N_B\}, \quad (1)$$

unde K_N este o constantă la circuit magnetic liniar dat.

Rezistența electrică r_{iB} a plăcuței semiconductoare variază cu inducția magnetică B.

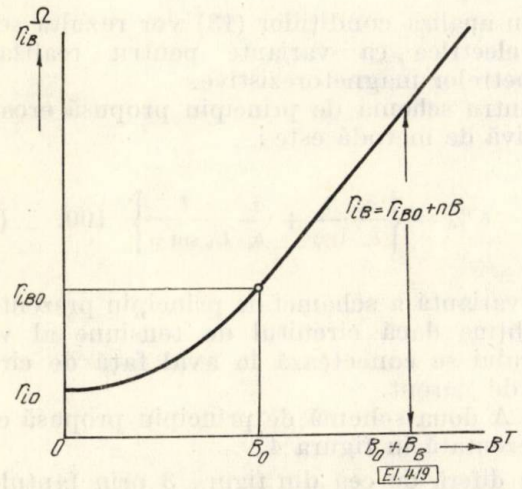


Fig. 2. Dependența rezistenței plăcuței semiconductoare de inducția magnetică.

Literatura consultată de autori [3], [4], [5], [6] nu prezintă o expresie analitică simplă pentru variația lui r_{i_B}, valabilă pentru orice valori ale inducției magnetice B. Din acest motiv, în această lucrare, s-a determinat experimental dependența lui r_{i_B} de inducția B. Ea este prezentată calitativ în figura 2.

Se observă că pentru inducții magnetice $B > B_0$ această dependență poate fi considerată ca fiind practic liniară. După [1], [2], [3], [5], în acest domeniu r_{i_B} se scrie :

$$r_{i_B} = r_{i_0} + nB = r_{i_{B_0}} + nB_B, \quad (2)$$

unde

r_{i_B} este rezistența plăcuței semiconductoare în prezența inducției magnetice $B = B_0 + B_B$;

$r_{i_{B_0}} = r_{i_0} + nB_0$ — rezistența plăcuței în prezența lui B_0;

n — sensibilitatea multiplicatorului magnetorezistiv [1], [2].

Termenul nB_B reprezintă variația rezistenței plăcuței semiconductoare cu inducția B_B.

2. Posibilitatea măsurării puterii reactive folosind multiplicatorul magnetorezistiv

Instrumentul de măsură mV din figura 1 are rezistența interioară $R_v \gg r_{i_B}$, astfel încît $i_v \ll i_c$. În aceste condiții el va măsura practic căderea de tensiune :

$$u_v = i_c r_{i_B} = i_c r_{i_{B_0}} + n i_c B_B = u_0 + u_G, \quad (3)$$

unde :

$u_0 = i_c r_{i_{B_0}}$ este așa-numita tensiune de zero [1], [2];

$u_G = n i_c B_B$ — tensiunea Gauss, care corespunde variației rezistenței r_{i_B} cu inducția B_B.

Dacă i_c și B_B sînt mărimi alternative sinusoidale, iar instrumentul mV de tip magnetoelectric, atunci tensiunea măsurată u_G va fi valoarea medie în raport cu o perioadă a tensiunii Gauss, deoarece valoarea medie a tensiunii de zero este nulă.

Asigurînd prin schema electrică a varmetrului magnetorezistiv ca i_c să fie proporțional și în fază cu curentul i dintr-un circuit consumator sau cu tensiunea u_b de la bornele aceluiași circuit, iar B_B proporțional cu u_b, respectiv cu i, dar defazat cu $\pi/2$ față de acestea, atunci tensiunea măsurată de mV va fi proporțională cu puterea reactivă din circuitul consumator.

În adevăr, dacă :

$$\begin{aligned} u_b &= u_{bm} \sin \omega t; \\ i &= i_m \sin (\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (4)$$

și se asigură, spre exemplu, ca :

$$\begin{aligned} i_c &= K_{v_c} u_{bm} \sin (\omega t - \pi/2); \\ B_B &= K_{i_B} i_m \sin (\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (5)$$

atunci valoarea instantanee a tensiunii Gauss este :

$$u_G = n i_c B_B = n K_{v_c} K_{i_B} u_{bm} i_m \sin (\omega t - \pi/2) \sin (\omega t - \varphi), \quad (6)$$

iar valoarea sa medie în raport cu o perioadă :

$$U_G = \frac{1}{T} \int_0^T u_G \, dt = n K_{v_c} K_{i_B} U_b I \sin \varphi = K_Q Q, \quad (7)$$

adică proporțională cu puterea reactivă $Q = U_b I \sin \varphi$.

Așadar, folosind un multiplicator magnetorezistiv care funcționează la inducții magnetice mari ($B > B_0$), printr-o schemă electrică corespunzătoare, se pot realiza varmetre magnetorezistive care, prin tensiunea Gauss medie măsurată de mV, măsoară puterea reactivă din circuitele de curent alternativ sinusoidal.

Pentru realizarea varmetrelor magnetorezistive s-au conceput două scheme de principiu.

3. Scheme electrice de principiu

A. Prima schemă este reprezentată în figura 3.

Se vede că circuitul de curent al varmetrului îl constituie circuitul de excitație al multiplicatorului (parcurs de curentul i_B), iar circu-

itul de tensiune, cel de comandă al multiplicatorului (parcurs de curentul i_c).

Inductivitatea L_a din circuitul curentului continuu I_0 se alege cît mai mare, pentru a se putea neglija curentul alternativ dat în acest circuit de către tensiunea electromotoare indusă de circuitul curentului alternativ în

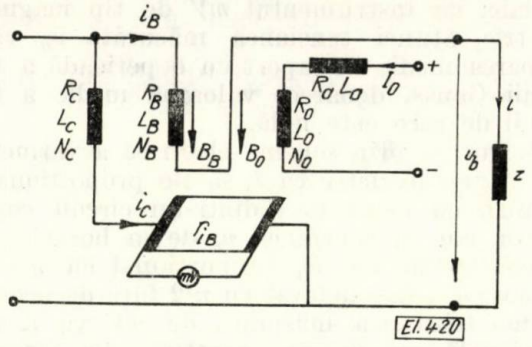


Fig. 3. Schemă electrică de principiu pentru varmetru magnetorezistiv.

bobina de inductivitate L_0. Bobina de inductivitate L_a nu este cuplată magnetic cu L_0 și L_B, iar L_0 se alege (constructiv) cît mai mică, pentru ca și tensiunea electromotoare indusă în ea să fie cît mai mică.

Folosind calculul cu mărimi complexe, pe baza schemei din figura 3, se poate scrie :

$$\underline{I}_B = \underline{I};$$
$$\underline{I}_c = (g_c - jb_c)\underline{U}_b + (\alpha_c + j\beta_c)\underline{I}, \qquad (8)$$

unde :

$$\alpha_c = \frac{R_B R_c + X_B X_c}{R_c^2 + X_c^2}; \quad \beta_c = \frac{X_B R_c - X_c R_B}{R_c^2 + X_c^2};$$
$$g_c = \frac{R_c}{R_c^2 + X_c^2}; \quad b_c = \frac{X_c}{R_c^2 + X_c^2}. \qquad (9)$$

Prin X_B și X_c, respectiv R_B și R_c s-au notat reactanțele totale și, respectiv, rezistențele ohmice totale ale circuitelor de excitație de comandă.

La circuit magnetic liniar ($B_B = K_N N_B i_B$), valoarea instantanee a tensiunii Gauss este :

$$u_G = n i_c B_B = nK_N N_B i_c I_B = K_G i_c i_B. \qquad (10)$$

Valoarea ei medie în raport cu o perioadă se exprimă [1], [2] în forma :

$$U_G = R_e\{K_G \underline{I}_c \underline{I}_B^*\}, \qquad (11)$$

unde $\underline{I}_B^*$ este conjugata mărimii complexe $\underline{I}_B$.

Sau cu (8) :

$$U_G = K_G\{g_c P + b_c Q + \alpha_c I^2\}, \qquad (12)$$

unde $P = U_b I \cos\varphi$ reprezintă puterea activă.

Rezultă că tensiunea măsurată U_G este proporțională doar cu puterea reactivă Q, dacă sînt îndeplinite simultan condițiile :

$$g_c = 0;$$
$$\alpha_c = 0. \qquad (13)$$

Din analiza condițiilor (13) vor rezulta scheme electrice ca variante pentru realizarea varmetrelor magnetorezistive.

Pentru schema de principiu propusă eroarea relativă de metodă este :

$$\varepsilon\,\% = \left\{\frac{g_c}{b_c}\frac{1}{\operatorname{tg}\varphi} + \frac{\alpha_c}{b_c}\frac{I}{U_b \sin\varphi}\right\} 100. \qquad (14)$$

O variantă a schemei de principiu prezentate se obține dacă circuitul de tensiune al varmetrului se conectează în aval față de circuitul de curent.

B. A doua schemă de principiu propusă este reprezentată în figura 4.

Ea diferă de cea din figura 3 prin faptul că circuit de curent al varmetrului este circuitul de comandă al multiplicatorului, iar circuit de tensiune este circuitul de excitație.

Pentru această schemă se poate scrie :

$$\underline{I}_c = (\alpha_c + j\beta_c)\underline{I};$$
$$\underline{I}_B = (\alpha_B + j\beta_B)\underline{I} + (g_B - jb_B)\underline{U}_b, \qquad (15)$$

unde :

$$\alpha_c = \frac{R_s(R_c + R_s) + X_s(X_c + X_s)}{(R_c + R_s)^2 + (X_c + X_s)^2};$$
$$\beta_c = \frac{X_s R_c - X_c R_s}{(R_c + R_s)^2 + (X_c + X_s)^2};$$
$$\alpha_B = \frac{g_B(g_c + g_s) + b_B(b_c + b_s)}{(g_c + g_s)^2 + (b_c + b_s)^2};$$
$$\beta_B = \frac{g_B(b_c + b_s) - b_B(g_c + g_s)}{(g_c + g_s)^2 + (b_c + b_s)^2};$$

$$g_B = \frac{R_B}{R_B^2 + X_B^2}; \quad b_B = \frac{X_B}{R_B^2 + X_B^2}; \quad g_c = \frac{R_a}{R_c^2 + X_c^2};$$
$$b_c = \frac{X_c}{R_c^2 + X_c^2}; \quad g_s = \frac{R_s}{R_s^2 + X_s^2}; \quad b_s = \frac{X_s}{R_s^2 + X_s^2}. \qquad (16)$$

Tensiunea Gauss măsurată obține expresia :

$$U_G = K_G\{(\alpha_c g_B - \beta_c b_B)P + (\alpha_c b_B + \beta_c g_B)Q +$$
$$+ (\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B) I^2\}. \qquad (17)$$

Rezultă că prin U_G se măsoară puterea reactivă dacă sînt satisfăcute simultan condiţiile :

$$\begin{aligned} \alpha_c g_B - \beta_c b_B &= 0 ; \\ \alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B &= 0. \end{aligned} \tag{18}$$

Şi aceste condiţii vor duce la mai multe scheme electrice posibile.

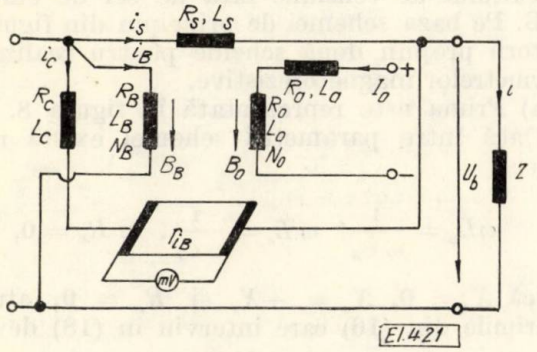


Fig. 4. Schemă electrică de principiu pentru varmetru magnetorezistiv.

Eroarea de metodă a schemei propuse este :

$$\varepsilon\,\% = \left\{ \frac{\alpha_c g_B - \beta_c b_B}{\alpha_c b_B + \beta_c g_B} \cdot \frac{\cos\varphi}{\sin\varphi} + \frac{\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B}{\alpha_c b_B + \beta_c g_B} \cdot \frac{I}{U_b \sin\varphi} \right\} 100. \tag{19}$$

O variantă a schemei de principiu din figura 4 se obţine dacă circuitul de tensiune al varmetrului se conectează în aval faţă de cel de curent.

4. Scheme electrice de varmetre magnetorezistive

A. Referitor la schema de principiu din figura 3 se prezintă următoarele :

a) Prima schemă este reprezentată în figura 5.

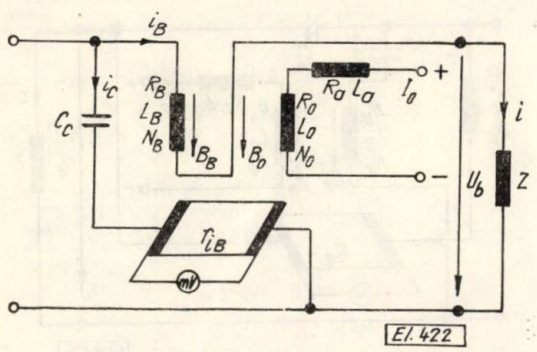


Fig. 5. Schemă de varmetru magnetorezistiv.

Dacă se neglijează rezistenţa plăcuţei r_{i_B} faţă de reactanţa circuitului de comandă, expresiile (9) care intervin în (12) devin :

$$\begin{aligned} \alpha_c &= \omega^2 C_c^2 \left(R_B r_{i_B} - \frac{L_B}{C_c} \right) ; \\ g_c &= r_{c_B} \omega^2 C_c^2 ; \\ b_c &= \omega C_c . \end{aligned} \tag{20}$$

Asigurînd prin parametrii schemei ca :

$$\frac{1}{r_{i_B} C_c} = \frac{R_B}{L_B}, \tag{21}$$

rezultă din (12) pentru tensiunea Gauss măsurată :

$$U_G = K_G \omega C_c (\omega C_c P + Q) = K_p P + K_Q Q, \tag{22}$$

unde :

$$\begin{aligned} K_P &= K_G \omega^2 C_c^2 ; \\ K_Q &= K_G \omega C_c \end{aligned} \tag{23}$$

Pentru eroarea relativă de metodă se obţine din (14) :

$$\varepsilon\,\% = \frac{\omega C_c}{\operatorname{tg}\varphi}\, 100. \tag{24}$$

Această schemă prezintă dezavantajul că reactanţa inductivă $X_B = \omega L_B$ modifică defazajul φ dintre U_b şi I. Acest dezavantaj este eliminat la a doua schemă propusă.

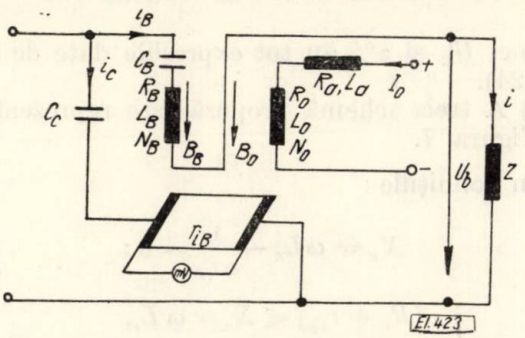


Fig. 6. Schemă de varmetru magnetorezistiv.

b) Aceasta este reprezentată în figura 6. Cu aceeaşi neglijare şi realizînd rezonanţă de tensiune în circuitul de excitaţie, adică :

$$X_B = \omega L_B - \frac{1}{\omega C_B} = 0, \tag{25}$$

mărimile (9) din (12) devin :

$$\begin{aligned} g_c &= r_{i_B} \omega^2 C_c^2 ; \\ \alpha_c &= R_B r_{i_B} \omega^2 C_c^2 ; \\ b_c &= \omega C_c . \end{aligned} \tag{26}$$

Pentru tensiunea Gauss măsurată (12), se obţine :

$$U_G = K_p P + K_Q Q + K_i I^2, \tag{27}$$

unde :

$$\begin{aligned} K_p &= K_G r_{i_B} \omega^2 C_c^2 ; \\ K_Q &= K_G \omega C_c ; \\ K_i &= K_G r_{i_B} R_B \omega^2 C_c^2 , \end{aligned} \tag{28}$$

iar eroarea relativă de metodă (14):

$$\varepsilon\,\% = \frac{r_{i_B}\omega C_c}{\sin\varphi}\left\{\cos\varphi + \frac{R_B I}{U_b}\right\} 100. \qquad (29)$$

Dacă nu se realizează condiția de rezonanță (25), ci se alege $X_B > 0$ dar foarte mic și se asigură ca:

$$\frac{R_B}{X_B} = \frac{X_c}{r_{i_B}},$$

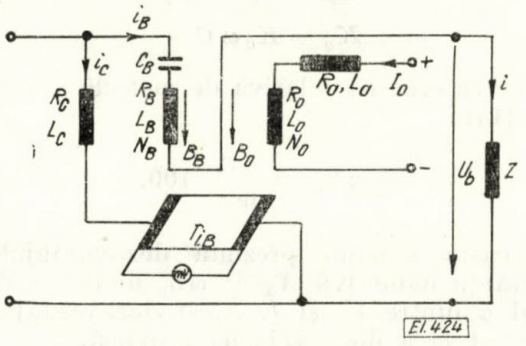


Fig. 7. Schemă de varmetru magnetorezistiv.

atunci U_G și $\varepsilon\%$ au tot expresiile date de (22) și (24).

c) A treia schemă propusă este reprezentată în figura 7.

În condițiile:

$$X_B = \omega L_B - \frac{1}{\omega C_B} = 0;$$
$$(R_c + r_{i_B}) \ll X_c = \omega L_c, \qquad (30)$$

mărimile din (9) devin:

$$g_c = \frac{R_c + r_{i_B}}{X_c^2} = \frac{R_c + r_{i_B}}{\omega^2 L_c^2},$$
$$\alpha_c = \frac{R_B (R_c + r_{i_B})}{\omega^2 L_c^2}; \qquad (31)$$
$$b_c = \frac{1}{\omega L_c},$$

iar tensiunea Gauss măsurată (12) și eroarea de metodă (14):

$$U_G = K_p P + K_Q Q + K_i I^2, \qquad (32)$$

unde:

$$K_p = K_G \frac{R_c + r_{i_B}}{\omega^2 L_c^2};$$
$$K_Q = K_G \frac{1}{\omega L_c}; \qquad (33)$$
$$K_i = K_G \frac{R_B (R_c + r_{i_B})}{\omega^2 L_c^2},$$

respectiv:

$$\varepsilon\,\% = \frac{R_c + r_{i_B}}{\omega L_c \sin\varphi}\left\{\cos\varphi + \frac{R_B I}{U_b}\right\} 100. \qquad (34)$$

Cum s-a observat și la schema de principiu, scheme analoge celor din figurile 5, 6 și 7 se obțin dacă se realizează montaje aval ale circuitului de tensiune față de cel de curent.

B. Pe baza schemei de principiu din figura 4 autorii propun două scheme pentru realizarea varmetrelor magnetorezistive.

a) Prima este reprezentată în figura 8.

Dacă între parametrii schemei există relațiile:

$$\omega L_B = \frac{1}{\omega C_B};\quad \omega L_c = \frac{1}{\omega C_s};\quad \text{și } R_s = 0, \qquad (35)$$

adică $X_B = 0$, $X_c = -X_s$ și $R_s = 0$, atunci mărimile din (16) care intervin în (18) devin:

$$\alpha_c = 0;\ \beta_c = \frac{X_s}{R_c};\quad \alpha_B = \frac{X_c^2}{R_c R_B};\quad \beta_B = \frac{X_s}{R_B};$$
$$g_B = \frac{1}{R_B};\quad b_B = 0. \qquad (36)$$

În aceste condiții tensiunea Gauss măsurată (17) este:

$$U_G = K_Q Q + K_i I^2, \qquad (37)$$

unde:

$$K_Q = K_G \frac{X_s}{R_c R_B};$$
$$K_i = K_G \frac{X_s^2}{R_c R_B}, \qquad (38)$$

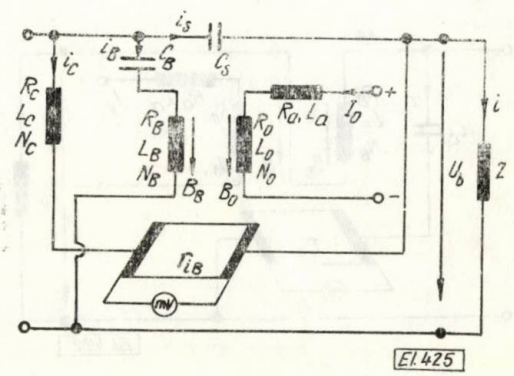


Fig. 8. Schemă de varmetru magnetorezistiv.

iar eroarea de metodă (19) devine:

$$\varepsilon\,\% = \frac{X_s I}{U_b \sin\varphi} 100. \qquad (39)$$

Se vede că la defazaj dat eroarea este cu atît mai mică cu cît U_b este mai mare și I mai mic.

b) A doua schemă propusă este cea din figura 9.

La această schemă $X_s = 0$, $X_c = 0$. Asigurînd ca $R_B \ll X_B$, atunci:

$$\alpha_c = \frac{R_s}{R_c + R_s}; \quad \beta_c = 0; \quad g_B \cong \frac{R_B}{X_B^2}; \quad b_B \cong \frac{1}{X_B};$$

$$\alpha_B = \frac{R_s R_c}{R_B (R_c + R_s)}; \quad \beta_B = -\frac{R_s R_c}{X_B (R_c + R_s)}. \quad (40)$$

Cu acestea (17) devine:

$$U_G = K_p P + K_Q Q + K_i I^2, \quad (41)$$

unde:

$$K_p = K_G \frac{R_s}{R_c + R_s} \cdot \frac{1}{X_B^2};$$

$$K_Q = K_G \frac{R_s}{R_c + R_s} \cdot \frac{1}{X_B}; \quad (42)$$

$$K_i = K_G \frac{R_s^2 R_c}{(R_c + R_s)^2 R_B},$$

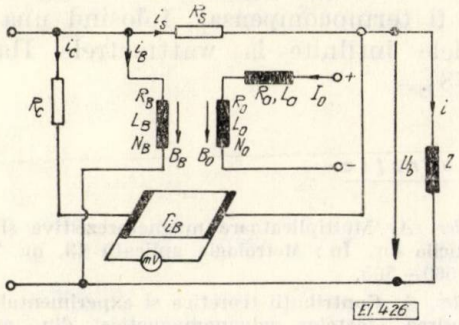


Fig. 9. Schemă de varmetru magnetorezistiv.

iar (19):

$$\varepsilon\,\% = \left\{ \frac{R_B}{X_B} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg}\varphi} + \frac{R_c X_B}{(R_c + R_s) R_B} \cdot \frac{I}{U_b \sin\varphi} \right\} 100. \quad (43)$$

Scheme analoge celor din figurile 8 și 9 se obțin dacă circuitul de tensiune se leagă în montaj aval față de circuitul de curent.

5. Rezultate experimentale

Ca material semiconductor a fost folosit InSb de proveniență indigenă. Dependența de inducția magnetică a rezistenței plăcuței, determinată experimental, este reprezentată în figura 10.

Din ea rezultă o inducție necesară $B_0 = 0{,}3$ T.

Curentul nominal al plăcuței: 100 mA.

Circuitul magnetic a fost confecționat din tole silicioase obișnuite (miez în manta, cu întrefier la mijlocul coloanei centrale). Caracteristica sa magnetică, determinată experimental și redată în figura 11, se menține liniară pentru inducții pînă la 0,45 T.

Autorii au realizat în laborator schemele propuse. În figura 12 se prezintă dependența tensiunii Gauss de puterea reactivă a unui

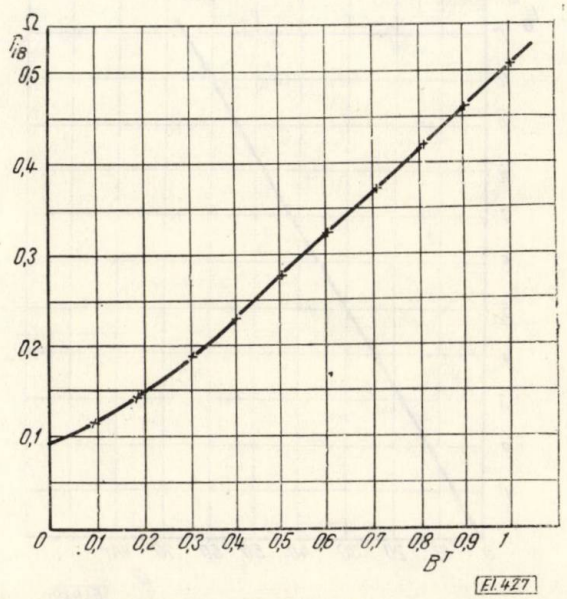


Fig. 10. Dependența rezistenței plăcuței semiconductoare de inducția magnetică la multiplicatorul folosit.

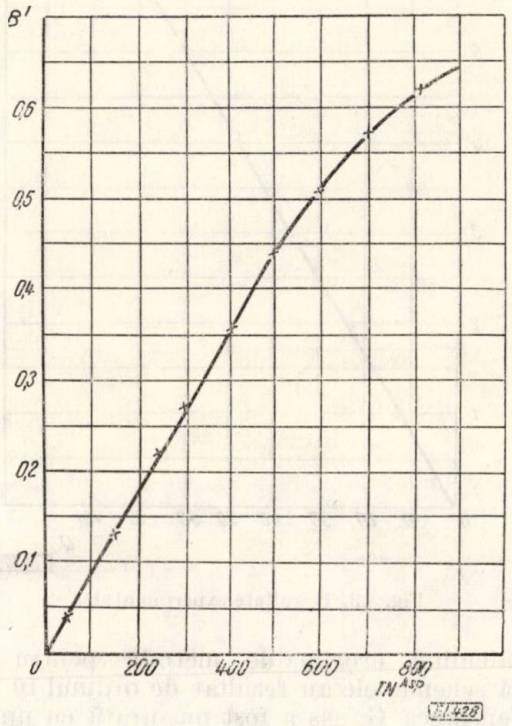


Fig. 11. Caracteristica magnetică a circuitului magnetic folosit.

receptor, pentru varmetrul realizat pe baza schemei din figura 6, iar în figura 13, aceeași dependență pentru cel realizat după schema din figura 7.

Se vede că această dependenţă este liniară, rezultînd pentru cele două varmetre sensibilităţile $16{,}6 \cdot 10^{-2}$ mV/Var, respectiv $8{,}4 \cdot 10^{-2}$ mV/Var.

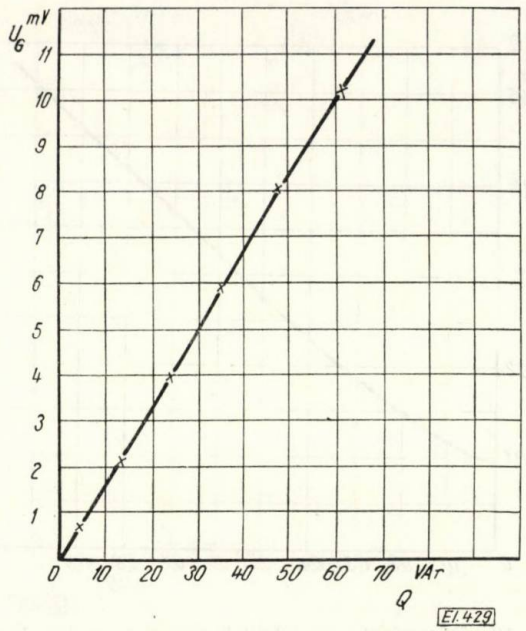


Fig. 12. Rezultate experimentale.

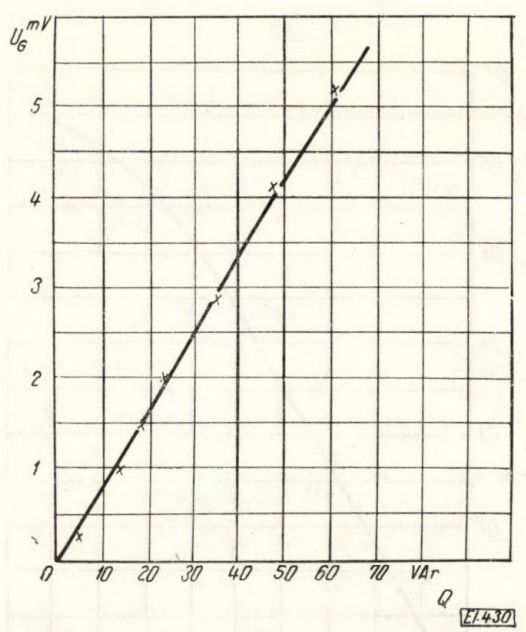


Fig. 13. Rezultate experimentale.

Calculînd erorile de metodă pentru cele două scheme, ele au rezultat de ordinul 10^{-2} %.

Tensiunea Gauss a fost măsurată cu un galvanometru cu spot interior, de rezistenţă interioară $R_v = 30\,000\ \Omega$, faţă de care rezistenţa plăcuţei este neglijabilă.

În lipsa unui varmetru corespunzător, puterea reactivă s-a calculat din $Q = U_b I \sin\varphi$, defazajul φ fiind obţinut din parametrii receptorului.

Domeniul de tensiune al varmetrelor realizate a fost de 0 —220 V, iar cel de curent 0 — 0,2 A, ultimul fiind impus de limita superioară a liniarităţii caracteristicii circuitului magnetic folosit. Domeniile pot fi modificate printr-o alegere corespunzătoare a parametrilor circuitelor varmetrului.

Varmetrele au fost experimentate la frecvenţa industrială (50 Hz), dar pot fi realizate şi pentru alte frecvenţe, dimensionînd corespunzător schemele lor electrice. Abateri ale frecvenţei de pînă la $\pm$ 2 % nu introduc erori sensibile în măsurări.

Măsurările au fost efectuate la temperatura mediului ambiant (22°C). În cazul unor temperaturi variabile varmetrul magnetorezistiv poate fi termocompensat, folosind una dintre metodele întîlnite la wattmetrele Hall [2], [7], [8].

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Multiplicatoare magnetorezistive şi caracteristicile lor. În: Metrologia aplicată **13**, nr. 12, 1966, p. 560—565.

[2] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materialele semiconductoare, la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat. Institutul politehnic-Timişoara, 1966.

[3] *Strutt, M. J.* şi *Sun-Su-Fo.* Wattmetre polyphasé bassés sur la variation de resistence des semiconducteurs. În: Bull. A.S.F., vol. **50**, nr. 10, 1959, p. 452—458.

[4] *Sun-Su-Fo.* Magnetoresistance better than Hall-effect multipliers. În: Electronics, vol. **37**, nr. 13, 1964.

[5] *Mazurov, M. E.* O nekatorih primeneniah, galvanomagnitnih efecta v poluprovodnikah. În: Avtomatika telemechanica, tom **XXIII**, nr. 10, 1962, p. 1 352—1 361.

[6] *Kataoka, S.* Multiplyng action of the magnetoresistence effect in semiconductors and its application to power measurement. În: Proc. Inst. Electr. Engrs., vol. **11** nr. 11, 1964, p. 1 937—1 947.

[7] *Şora, C.* şi *Heler, A.* Contribuţii privind compensarea influenţei temperaturii asupra tensiunii Hall. În: Electrotehnica **14**, nr. 12, 1966, p. 449—454.

[8] *Heler, A.* O nouă metodă de termocompensare a multiplicatorului Hall. În: Metrologia aplicată **14**, nr. 3, 1967, p. 107—110.

Intrat în redacţie la 15.VI.196

RECENZII

CZ. 621.316.57.001.24

F. Kesselring. **Bazele teoretice pentru calculul aparatelor de conectare** (Theoretische Grundlagen für Berechnung der Schaltgeräte). Berlin, W. de Gruyter & Co, 1968, 231 pag., 145 fig., 14 tab.

O nouă ediție adusă la zi a broșurii unuia dintre cei mai cunoscuți constructori de aparate de conectare de înaltă tensiune, inventator al întreruptorului cu expansiune, interesează deopotrivă inginerii din servicii de proiectare, din exploatări energetice sau cadrele din învățămîntul superior tehnic și studenții din ultimii ani ai institutelor respective. Cauza acestui interes se explică prin îmbinarea consecventă a bazelor teoretice, înțelese profund, dar simplificate corespunzător proiectării, pe care autorul a reușit să o realizeze cu o deosebită eleganță pe un spațiu atît de redus. Lipsa de redundanță a acestui opuscul, atît de căutată și atît de greu a fi atinsă se poate considera exemplară. Numai ceea ce este absolut necesar pentru înțelegerea fenomenului, exprimarea analitică a relațiilor dintre mărimi și parametri, indicarea limitelor de variație ale acestora, a fost trecut în lucrare. O comparație cu capitolul corespunzător din Manualul inginerului electrician [1] ar putea să releveze multe lucruri interesante.

Sistematizarea materialului vizează conștient obiectul principal al fenomenelor de conectare care urmează imediat după un lapidar prim capitol de introducere în bazele electrotehnicii. De observat tratarea modernă plecînd de la ecuațiile cîmpului a legilor cinetice ale curentului. Electromagnetismul, exprimat aici cu ajutorul operatorilor diferențiali, este ilustrat prin calculul efectului pelicular pentru regim armonic, după Emde, urmărit pînă la nivelul de exemple numerice, foarte intuitive.

Fenomenele tranzitorii de anclanșare, apoi de declanșare se tratează întîi în simple circuite RL, RC și RLC cu excitație în treaptă și armonică. Se introduce circuitul RL cu rezistență variabilă, arătîndu-se scăderea energiei de conectare. Urmează scurte caracterizări ale limitelor conectării fără arc după Holm [2], ale tensiunii de revenire în circuite inductive și capacitive, respectiv a scurtcircuitului de distanță, fenomene de cea mai mare importanță pentru solicitarea aparatelor de conectare.

Capitolul 3 dedicat solicitării electrice trece, după formulele condensatoarelor care apar în instalații de înaltă tensiune, la străpungerea în dielectrici gazoși, între electrozi plan paraleli, cilindrici concentrici și vîrf-placă. Diferența fenomenelor ce apar înainte de străpungere în fața vîrfului pozitiv sau negativ este caracterizată perfect în puține cuvinte și două figuri. Nu lipsesc nici legile similitudinii descărcărilor atît de utile în aprecierea cantitativă. Experiența autorului apare (ca și în alte capitole de altfel), de exemplu, în remarca asupra importanței reducerii rugozității suprafeței electrozilor o dată cu creșterea presiunii.

Remarcabilă este introducerea caracterizării globale a descărcării în vid și în întreruptoare în vid, aparate de conectare ale viitorului, cît și discuția mai detaliată a descărcării în gaze electronegative a căror efect se explică la nivelul structurii electronice ale atomilor, respectiv comentarea rigidității dielectric în gaze în mișcare violentă.

În restul capitolului rigiditatea și conturnarea la impuls a gazelor și a izolanților solizi este tratată în general după K. Strigel [3].

Capitolul 4 privitor la solicitări electrodinamice și la electromagneți se bazează pe calculul forțelor din considerații energetice, adică de la calculul permeanței și a inductivității (ispozitivelor, pentru care se dau formule aproximative imple și o nomogramă. Circuitele magnetice se analizează pelind la liniarizarea curbei de magnetizare și secționarea omeniului curentului sau timpului. Nouă este prezentarea roiectării unui circuit magnetic incluzînd un magnet permanent.

Principiile solicitărilor dinamice se aplică de la început rcului electric, apoi conductoarelor dispuse în diferite feri. Scrierea formulelor circuitului magnetic în sistemul SI duce, așa cum recenzentul a arătat mai de mult [4], la o simplificare și nu la o complicare așa cum se credea.

Demne de interes sînt forțele suplimentare în contacte tulipă, după E. Buff sau forța de deschidere a contactului punctiform după Holm [2], ca și calculul acționărilor electrodinamice ale unui întreruptor. Pentru conductoare paralele și dispuse în unghi se prezintă o metodă de relaxare aproximativă, bazată pe legea Biot-Savart-Laplace care dă rezultate suficient de bune. Despre electromagneți se vorbește puțin, dar în justă proporție față de tema principală a volumului.

Capitolul 5 se referă la solicitările termice și la fenomene de scurgere. După expunerea concentrată a legilor transmisiei și conducției căldurii se trece la analiza încălzirii conductoarelor plecînd de la ecuațiile diferențiale parabolice și deducînd soluțiile lor în condiții apropiate tematicii alese. Încălzirea la scurtcircuit se calculează aproximativ, considerînd o variație liniară a parametrilor cu temperatura, fără a se controla rezultatele cu soluțiile exacte deduse de recenzent [5]. În schimb, autorul prezintă soluția exactă publicată în disertația acestuia [6], privind încălzirea tranzitorie a contactului plan, dedusă prin calcul operațional.

Capitolul se încheie cu considerații asupra scurgerii gazelor și lichidelor între pereți de diferite forme, atît de importantă pentru înțelegerea funcționării întreruptoarelor.

Capitolul 6 cuprinde tratarea arcului electric în stare staționară cu includerea răcirii superficiale și volumice. Caracteristica arcului se consideră aici numai pentru starea staționară. Deducerea pierderii de masă prin arderea electrozilor după W. Kaufmann se supune unei critici justificate, coincidența cu unele valori măsurate fiind întîmplătoare.

Diferit de fenomenul de anclanșare, care se caracterizează scurt, cu includerea vibrării contactelor, cel de declanșare se studiază mai detaliat, în condiții variate : curent continuu, cu rezistență reductoare suplimentară (după propunerea autorului, din fier!), cu circuit oscilant în paralel, apoi curent alternativ, cu mijloace de stingere avînd efect dependent de curent, ca în cazul întreruptorului cu expansiune, sau cu efecte independente de curent. Foarte interesante, dar prea scurte sînt prezentările întreruptorului sincron și a celui în vid. Stingerea arcului electric se tratează, pe drept cuvînt, într-un subcapitol mai amplu care include comportarea dinamică a arcului, după O. Mayr, cu indicarea vîrfului de stingere și de reaprindere a tensiunii dintre contacte, din care rezultă influența majoră a constantei de timp termice a arcului. Teoria are, așa cum observa și autorul, limitele ei, de aceea fenomenele de stingere a arcului în camere cu fante sau ajutaje diferite se tratează pe baza unor experimente și a experienței bogate acumulate în construcția întreruptoarelor. În încheiere se compară întreruptorul cu arc redus (prin rezistență) sau fără arc (întreruptorul modulator sau cu redresoare din siliciu).

Un apendice conține nomograma, diagrame și tabele cu date utile proiectării, o scurtă bibliografie generală care se adaugă la citatele în subsolul textului și un indice de subiecte.

Avînd în vedere erudiția și competența indiscutabilă a autorului, nu este de mirare că această carte plină de conținut și de date extrem de utile va avea un succes editorial binemeritat.

Bibliografie

[1] * * * Manualul inginerului electrician, vol. IV. Aparate electrice. București, Ed. tehnică, 1956, cap. III, p. 257—466.

[2] Holm, R. Electric Contacts Handbook, ed. IV. Berlin, Heidelberg, New York, 1967.

[3] Strigel, K. Elektrische Stossfestigkeit, ed. 2. Berlin, Göttingen, Heidelberg, 1955.

[4] Avramescu, A. Pentru o utilizare mai largă a unităților magnetice practice. În : Materiale electrice, Timișoara, A.S.I.T. — I.P.T. 1960, p. 13—23.

[5] Avramescu, A. Über die Berechnung der Kurzschlusserwärmung. În: Elektrotechn. Z. **59**, 1938, p. 985—988.
[6] Avramescu, A. Beiträge zur Berechnung der Kurzschlusserwärmung. Diss. Dr. Ing. T. H. Dresden 1967 și în Bul. Inst. Rom. Energ. **5**, nr. 1—2, 1937, p. 347—415

Acad. *A. Avramescu*

CZ 621. 375.6 — 52. 004.14

D. Teodorescu. **Servomotorul amplificator și aplicațiile lui în automatizări.** București, Editura Academiei, 1968, 260 pag.

Într-un număr relativ recent din Electrical Review, profesorul Laithwaite de la Londra prevedea apariția apropiată a unor noi mașini electrice, bazate pe fenomenul de ferorezonanță.

Cartea de care se ocupă această recenzie dovedește că în timp ce renumitul profesor londonez făcea această previziune neconturată, la uzina Electromotor Timișoara, dr. ing. Dan Teodorescu elaborase principiul de funcționare și teoria noului element de execuție pentru sistemele automate: servomotorul amplificator. Astăzi, acest element, în cea mai avantajoasă din formele sale, și anume servomotorul amplificator cu ferorezonanță, este pus în fabricație la uzina Electromotor (tipul SF 901, avînd cuplul nominal la reductor 4,5 Nm, puterea de comandă nominală 12 mW, puterea de comandă minimă 100 μW).

După ce analizează elementele de execuție electrice actuale de tipul servomotoarelor asincrone bifazate și al servomotoarelor de curent continuu, autorul evidențiază necesitatea unui nou servomotor care să conducă la:

— o siguranță în funcționare ridicată a sistemului automat, prin absența elementelor cu contacte mobile (colector, relee de comandă etc.);

— o simplificare a structurii sistemului automat prin eliminarea unor verigi intermediare (amplificatoare de putere și tensiune, convertor c. c. — c. a. etc.).

Servomotorul amplificator, în cele două forme de bază analizate în lucrare, și anume servomotorul cu poli ecranați și servomotorul ferorezonant, îndeplinește aceste deziderate, așa cum confirmă de altfel și aplicațiile practice studiate în capitolele finale ale lucrării.

Servomotorul amplificator are posibilitatea de a îndeplini simultan în sistem mai multe funcții (execuție, amplificare, conversiune etc.), ceea ce îl deosebește substanțial de servomotoarele actuale, care sînt exclusiv elemente de execuție. De asemenea, îl deosebesc anumite proprietăți speciale (derivate) ca, de exemplu, posibilitatea de a funcționa ca servoreleu magnetic, posibilitatea de a fi comandat direct din traductoare (fotodiode, termistoare etc.) cu semnale de c.c. de foarte mică putere, posibilitatea de a funcționa ca servomotor cu tensiune critică (în care caz îndeplinește simultan, în sistemele de reglare a tensiunii, funcțiile de traductor, element de comparație, convertor, amplificator și element de execuție, sistemul automat reducîndu-se la servomotor), apoi posibilitatea de a funcționa ca element de memorie și alte proprietăți.

În felul acesta servomotorul oferă posibilități de simplificare substanțială și de restructurare a sistemelor automate clasice (cu elemente unifuncționale), permițînd să fie privite acestea într-o lumină nouă și deschizînd perspective noi.

Din punct de vedere teoretic lucrarea prezintă mai multe metode originale de analiză, specifice acestor mașini neliniare, dintre care cea mai importantă este metoda întrefierului echivalent de comandă. Expusă anterior de către autor, într-o formă restrînsă, în mai multe periodice de specialitate (ETZ, H. 13, 1967; Proc. IEE, nr. 6, 1967; RGE, nr. 5, 1965 etc.), metoda se dovedește a fi un instrument specific util care permite o tratare analitică unitară a celor două tipuri fundamentale de servomotoare (servomotorul cu poli ecranați și servomotorul ferorezonant), cu toate că principiul lor de funcționare este cu totul diferit.

Metoda întrefierului echivalent de comandă în forma sa analitică (cap. II) pornește de la dezvoltarea, cu ajutorul funcțiilor Bessel de speța întîi, a dependenței neliniare între inducția și intensitatea cîmpului magnetic, în elementele neliniare ale servomotorului (polii de comandă).

Aceasta permite ca apoi, prin echivalarea saturației acestor elemente cu o creștere a întrefierului sub poli, să se stabilească expresiile întrefierului echivalent de comandă pentru cele mai importante tipuri de semnale de comandă. Astfel, mașinile pot fi trasate în continuare ca mașini liniare (nesaturate) și să se stabilească corelațiile dintre mărimile de bază, cum și expresiile parametrilor principali: cuplu de pornire, cuplu electromagnetic, fluxuri, curenți statorici și rotorici etc. (cap. III, IV, VII, VIII).

Lucrarea cuprinde, de asemenea, studiul diferitelor sisteme automate cu servomotoare amplificatoare, uzîndu-se de generalizări originale ale metodelor specifice sistemelor neliniare (metoda planului fazelor etc.) și liniare.

Cartea are în ansamblu un pronunțat caracter de originalitate, reprezentînd prima lucrare în domeniul elementelor multifuncționale și deschizînd, în această direcție, căi noi de investigație teoretică și experimentală. Prin aceasta, cartea se adresează cercetătorilor din domeniul elementelor noi de sisteme automate. De asemenea, lucrarea stabilește expresiile de bază necesare în proiectare și expune date cu privire la performanțele sistemelor realizate cu aceste noi elemente. De aceea se recomandă cu multă căldură atît cercetătorilor cît și unui cerc mai larg de specialiști preocupați de dezvoltarea și perfecționarea continuă a sistemelor automate.

I. Babuți

REFERATE

CZ 538.6 *Efectele cîmpurilor magnetice*

CZ. 538.632.004.14

Oswald, J. **Aplicații noi ale efectului Hall** (Applications récentes de l'effet Hall). In: Revue Générale de L'Électricité, tom. **77**, nr. 1, 1968, p. 34—38, 2 fig., 1 tab., 8 ref. bibl.

Se arată în ce constă efectul Hall și care sînt principalele aplicații din domeniul electrotehnicii. După un scurt istoric se descrie modul de reprezentare a mărimilor electrice într-un dispozitiv ce funcționează pe baza efectului Hall. Se arată cum se deduce expresia forței Lorentz și a celorlalte mărimi care intervin pentru caracterizarea mecanismului fizic bazat pe efectul Hall. Se arată diverse expresii ale forței electromotrice de tip Hall și se scrie expresia puterii într-un corp, subliniindu-se importanța teoretică și practică a efectul Hall.

Se arată apoi modul de determinare a efectului Hall conductoare și semiconductoare și se indică variația constant lor Hall în funcție de natura materialului studiat. După ce arată că forța electromotoare Hall este proporțională inducția magnetică B, este produsă de curentul I și induc B și că rezultatul apare sub forma unui produs vectorial, arată aplicațiile mai importante ale efectului Hall, cum ar măsurarea cîmpului magnetic cu ajutorul magnetometrelo construirea capetelor magnetice pentru înregistrări; rea zarea dispozitivelor pentru semnalizare fără contacte e

Se insistă și asupra altor aspecte cu caracter practic efectului Hall.

A.C

CZ 621.3 *Electrotehnică*

CZ 621.3.013.001.25 : 681.322.042

Carpenten, C. I. **Soluţia numerică a cîmpurilor magnetice în vecinătatea conductoarelor parcurse de curent** (Numerical solution of magnetic fields in the vecinity of current-carrying conductors). In : Proceedings of the Institute of Electrical Engineers, nr. 11, 1967, p. 1793—1 800, 14 fig., 20 ref. bibl.

În cele mai multe probleme de cîmp magnetic de interes practic din maşini, transformatoare etc., se cere distribuţia de flux magnetic în jurul înfăşurărilor parcurse de curent. Aici, potenţialul magnetic este o funcţie vectorială care prin metode numerice poate fi găsită numai în domenii plane şi are o convergenţă proastă în regiunile mărginite de suprafeţe de mare permitivitate.

În articol se prezintă o metodă folosind un potenţial scalar pentru rezolvarea acestor tipuri de cîmpuri şi care nu este limitată de inconvenientele menţionate.

Autorul prezintă aplicarea acestei tehnici de calcul pentru determinarea fluxurilor de scăpări şi a forţelor.

R.M.

CZ 621.311 *Centrale electrice. Instalaţii de alimentare cu energie electrică*

CZ 621.311.42 : 621.315.616.9

Schuldei, E. **Post de transformare din seria de 20 kV miniaturizat, încapsulat în înveliş de mase plastice** (Kunststoffgekapselte Umspannstation der Reihe 20 in Kleinbauweise). În : Elektrizitätswirtschaft **67**, nr. 9, 1968, p. 220—224, 7 fig.

Tendinţa de miniaturizare a aparatajului de comutaţie şi distribuţie de medie tensiune a atras după sine pe de o parte reducerea dimensiunilor celulelor, iar pe de alta, folosirea cu succes a maselor plastice, soluţie care conferă avantaje economice remarcabile.

Se descrie un post de transformare realizat din mase plastice (poliesterice) din seria de 20 kV, tip compact, care cu tot aparatajul aferent nu ocupă o suprafaţă la sol mai mare de (2 × 2,1) m, putîndu-se monta transformatoare de putere pînă la 630 kVA ; pentru buclele de înaltă tensiune se prezintă două celule echipate cu separatoare de sarcină.

Cotele de gabarit ale principalelor construcţii, ca şi aspectul lor general, apar în cadrul figurilor din cuprinsul articolului.

Fl.T.

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.333.016.35 ;621.319.4

Smith, I. R. şi Shriharan, S. **Regimurile tranzitorii ale maşinilor asincrone cu capacităţi legate la borne** (Transients in induction machines with terminal capacitors). In : Proceedings I.E.E., vol. **115**, nr. 4, 1968, p. 519—527, 15 fig., 8 ref. bibl.

Asigurarea puterii reactive necesare motoarelor asincrone se face adesea prin conectarea în paralel a unor baterii de capacităţi.

Acest lucru conduce ca în momentul întreruperii alimentării instalaţiei, fluxul de excitaţie necesar să fie asigurat şi tensiunile ce apar să poată depăşi cele nominale. Maşina se găseşte în acest caz într-un regim de frînare, iar cuplurile ce apar pot fi periculos de ridicate.

În articol se prezintă aceste regimuri tranzitorii, predeterminarea lor făcîndu-se ca un calculator numeric, ţinîndu-se seamă de saturaţia maşinii.

Rezultate experimentale obţinute pe un motor de 5,5 kW sînt foarte apropiate de cele calculate.

R.M.

CZ 621.316 *Distribuţia şi reglajul energiei electrice*

CZ 621.316.545 : 621.316.564.027.5

Colbert, M. J. **Separator, întrerupător de sarcină pentru 3,3 kV** (3,3 kV ou-load insulators). În : Electr. Rev. **182**, nr. 13, 1968, p. 467—468, 3 tab.

Aceste tipuri de aparate capătă un larg domeniu de aplicaţii datorită simplităţii lor reduse şi preţului lor mai scăzut, comparativ cu ale întrerupătoarelor propriu-zise.

Se prezintă o nouă construcţie realizată de o firmă engleză, bazată tot pe principiul stingerii arcului prin autoformare de gaze, ceea ce a permis obţinerea unor întrerupătoare cu capacitate mare de rupere. Aparatul, realizat pentru o tensiune de 3,3 kV, îşi găseşte o aplicaţie imediată la circuitele de alimentare a motoarelor de aceste tensiuni, oferind următoarele performanţe : capacitate de protecţie în caz de defect de 150 MVA timp de o secundă, capacitate de rupere echivalentă curentului nominal al motorului, gabarit redus, simplitate. De asemenea există şi posibilitatea legării la pămînt a cuţitelor separatorului ; diferitele moduri de montare a aparatului ca şi schemele specifice de utilizare fiind descrise în articol.

Fl.T.

CZ 621.316.545.027.5

Conrad, W. **Principiile constructive ale separatoarelor de sarcină de gabarit redus pentru medie tensiune** (Konstructionsprinzipien für Kleinräumige Mittelspannungs — Lasttrenschalter). În : Elektrie, nr. 2, 1968, p. 54—56, 6 fig., 7 ref.

Problema realizării unor construcţii de separatoare de sarcină cu performanţe optime ocupă un loc important în activitatea firmelor constructoare de aparataj electric.

Realizarea unor noi tipuri constructive se face după o analiză complexă a factorilor constructivi (sistem de izolaţie, sistem de contacte, acţionare), ca şi a celor economici (preţul aparatului, ca şi a instalaţiei aferente în situaţia în care se livrează ca ansamblu). Noua construcţie, realizată pentru o tensiune de 10 kV, asigură o serie de avantaje datorită cinematicii sistemului de stingere. Cuţitul auxiliar este prins rigid de cuţitul principal al aparatului, iar camera de stingere este complet închisă. Prin cinematică cuţitul auxiliar se depărtează de cameră doar în situaţia în care rigiditatea dielectrică a spaţiului dintre contacte este suficient de mare pentru a nu avea o reaprindere. Camera de stingere poate fi mai simplu calculată (fiind închisă), volumul de gaze evaluat prin ardere putîndu-se mai corect determina.

Se prezintă, de asemenea, şi avantajele economice ale staţiilor tip compact care folosesc asemenea construcţii de separatoare de sarcină, rezultînd faţă de soluţiile clasice o reducere a cheltuielilor la jumătate.

Fl.T.

CZ 621.319 *Aplicaţii industriale ale electrostaticii*

CZ 621.319.51 : 621.317.728 ASEA

* * * **Seria de eclatoare ASEA** (Série d'éclateurs ASEA). În : ASEA-Revue **40**, nr. 1, 1968, p. 20—21.

Pornind de la ideea corectă că în domeniul tensiunilor medii şi înalte laboratoarele nu se pot lipsi de eclatoarele sferice, firma ASEA a pus la punct o serie standardizată de eclatoare mobile cu sfere de diametru 125, 250, 500 şi 750 mm. Toate aceste tipuri răspund normelor internaţionale şi se livrează cu rezistenţe de protecţie ; eclatorii sînt construiţi din bachelită şi oţel, iar sferele, din cupru. La tipurile mici reglarea distanţelor se face manual şi indicată direct pe suportul sferei inferioare, montat pe un batiu mobil. Pentru eclatoarele de diametru mai mare reglarea distanţei se face

prin motor electric, la fața locului sau de la distanță. Alimentarea se face în curent trifazat de 380 V la 50 sau 60 Hz; aspectul seriei este modern, impresionînd prin eleganța construcției.

Fl. T.

CZ 621.79 ***Diverse procedee de prelucrare a materialelor***

CZ 621.791.753.9

Schöbel, K. **Sudura cu arc prin impulsuri** (Impuls-Lichtbogenschweissen). În: ETZ-B, nr. 5, 1968, p. 105—109, 4 graf., 1 tab., 1 schemă de racord, 9 fig.

Sudarea cu arc prin impulsuri se caracterizează printr-un gaz de protecție, prin electrozi descoperiți (liberi) de sudură și prin posibilitatea de a regla depunerea metalului topit. Lucrîndu-se de obicei cu frecvența de 50 Hz, fiecare impuls de curent, avînd intensitatea capabilă de a provoca pierderi corona, detașează o picătură de metal topit. Sistemul acesta, cu trecerea controlabilă a picăturilor topite face posibilă uniformitatea cusăturii sudate, asemănătoare sudurii WIG, însă producînd cantități topite mult mai ridicate decît aceasta din urmă. Sudura prin impulsuri face posibilă și sudarea în poziții forțate. Această sudură se preferă, în general, la metale ușoare și oțeluri inoxidabile cu grosimi între 2 și 6 mm.

Într-o tabelă se indică influența intensității curentului asupra volumului picăturilor topite, gazul de protecție fiind argonul $+2\%$ O_2. După ce sînt descrise sistemele de sudură WIG (cu un electrod de wolfram, care nu se topește) și MIG/MAG (cu alimentarea continuă cu o sîrmă neizolată și un gaz inert de protecție), inclusiv dezavantajele acestora în anumite cazuri, respectiv comparația cu sudura prin impulsuri, se insistă asupra fenomenelor care se produc la aceasta din urmă. Se arată apoi atît într-o figură, cît și într-o schemă sursa de curent (redresorul principal cît și cel secundar pentru producerea impulsurilor) necesară aparatului de sudură descris.

Articolul se încheie cu diferite exemple de sudură la aluminiu și oțel, scoțînd în relief în diferitele cazuri (suduri în poziție verticală, răsturnată etc.) diferențele dintre cele trei categorii de sudură.

Gh. C.

CZ 625 ***Tehnica căilor de comunicație terestre***

CZ 625.232.3: 621.311.62

Diefenhardt. **Alimentarea cu energie a noilor vagoane restaurant ale căilor ferate federale pentru serviciul internațional** (Alimentation en énergie des nouvelles voitures-restaurant CFF pour la service international). În: Bull. ASE **59**, nr. 6, 1968, p. 267—271, 5 fig., 2 ref. bibl.

Dezvoltarea tracțiunii electrice în Europa a condus la adoptarea a patru sisteme principale de curent, fiecăruia corespunzîndu-i o tensiune bine definită pentru încălzire.

Tensiunile liniilor de contact au fost stabilite la 15 kV (16 2/3 Hz), 25 kV (50 Hz), 1,5 kV (curent continuu), 3 kV (curent continuu), iar tensiunile corespunzătoare de încălzire, 1 kV (16 2/3 Hz), 1,5 kV (50 Hz), 1,5 kV (curent continuu), 3 kV (curent continuu). Prescripțiile UIC impun ca orice vagon ce funcționează în serviciul internațional să fie echipat cu o încălzire ce poate funcționa cu toate cele patru tipuri de tensiuni și curenți, comutarea aparatelor făcîndu-se automat; mai mult, aceleași prescripții permit ca alimentarea completă să poată fi făcută de la conducta de încălzire.

Alimentarea receptoarelor dispuse în noile vagoane restaurant ale căilor ferate elveține pentru traficul internațional se face de la trei bare colectoare: înaltă tensiune, curent trifazat $3 \times 380/220$ V și curent continuu 36 V.

La tensiunea de încălzire sînt legate direct încălzitorul de aer și motoarele grupului convertizor.

La rețeaua de $3 \times 380/220$ V sînt conectate aparatura pentru încărcarea bateriilor, motorul compresorului de răcire și climatizare, ca și consumatorii mari ai bucătăriei; boyler, cuptoare, mașini mecanice speciale.

Rețeaua de 36 kV (curent continuu), alimentează iluminatul fluorescent, instalația de sonorizare, dispozitivele de apel etc.

Selecția sistemului se face automat pentru toate tensiunile și curenții prevăzuți pentru alimentarea vagonului.

Se prezintă pe larg circulația de măsură, părțile principale ale sistemului de selecție, releul selector electronic și funcționarea schemei.

Experiențele făcute pe primele zece vagoane în serviciu de la sfîrșitul anului 1967 pe linia Bâle-Milan, Lausanne-Milan, sînt deosebit de promițătoare.

Fl. T.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republicii Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU — redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing. V. CIOFU; prof. dr. doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN — redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M. cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, Sectorul 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare, telefon: 16.21.70 interior 173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala Sectorul 1 București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5885

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării E.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

SOMMAIRE

CD 537.525.532.5 : 621.313.12.011.001.24

Nicolaide, A. : **L'étude des canaux magnéto-hydro-dynamiques à symétrie périodique par la méthode des transformations conformes.**
Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 401–406

L'étude des champs bidimensionnels à symétrie périodique présente de l'intérêt dans de nombreuses applications et spécialement lorsqu'il s'agit de l'étude des canaux magnéto-hydro-dynamiques des générateurs à électrodes segmentés. La méthode des transformations conformes représente un moyen efficace pour la solution de ces problèmes. Dans la littérature la solution est donné à l'aide de la forme classique du théorème Schwarz-Christoffel, méthode qui demande un grand nombre de calculs et de transformations intermédiaires.

L'auteur indique pour l'expression des fonctions de transformation conforme, dans ces cas, des expressions et des démonstrations simples, qui ne sont pas connues dans la littérature. Il démontre comment les résultats établis dans la littérature, qui demandent un grand nombre de calculs, peuvent être obtenus immédiatement.

CD 621.315.1.017 : 621.372.2.091 : 681.332

Adămuț, I. : **Considérations méthodologiques concernant l'étude a l'aide de calculateurs analogiques des phénomènes de propagation dans les lignes á pertes par la méthode de la chaîne à quadripôles.**
Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 406–412

On présente les équations de premier et de second ordre, déduites à partir des théorèmes de Kirchhoff ainsi que des conditions limites pour les lignes électriques à pertes.

On indique les modèles analogiques respectifs, on montre les restrictions imposées, en ce qui concerne les limites, lors de l'établissement des degrés de durée et du nombre de quadripôles, comme une conséquence de la prise en considération des pertes. On fait aussi quelques comparaisons qualitatives avec la méthode mathématique des différences finies.

CD 621.315.32.017.001.5

Măgureanu, R. : **Une nouvelle méthode récupérative pour le chargement de la machine synchrone.**
Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 413–417

On présente une nouvelle méthode pour le chargemente récupératif de la machine synchrone, par la variation artificielle de l'angle interne δ. La machine qui subit l'épreuve est couplée mécaniquement à une machine spéciale d'entraînement synchrone ou bien à une machine asynchrone synchronisée, dont l'axe N–S peut être tourné pour un système d'alimentation adéquat, dans un domaine de 360 degrés électriques, effectuant ainsi le chargement (la mise en charge).

A la fin de l'article on présente une nouvelle méthode de mesurage de la réactance des machines en régime syncrone.

CD 621.315.623.3.027.3.001.2 : 621.315.92

Popescu, Ch. et *Huidu, Th.* : **Problèmes de l'élaboration de projets d'isolateurs support d'intérieur en résines epoxydiques.**
Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p 417–428

A base d'un mélange contenant de la résine époxidique de fabrication roumaine, l'Institut de recherches et de projets électrotechniques I.C.P.E. a élaboré et réalisé un projet de support d'intérieur de 20 kV. Dans cet article on présente les problèmes envisagés pendant l'élaboration des projets de ces types d'isolateurs ainsi que les études concernant l'état de tension (par photoélasticité) et le champ envoisinant l'isolateur (en le modélant dans un bain électrique), études entreprises en vue d'obtenir une solution correspondant du point de vue technique et économique.

A la fin de l'article on présente les isolateurs realisés et leurs performances.

CD 621.312 : 621.315.2 : 621.317.39.531.717

Lapohos, I. : **Appareil transistorisé pour le mesurage de la centricité des câbles isolés.**
Electrotehnica **16**, no. 11, nov. 1968, p. 428–430

CD 621.317.783.016.24 :538.652

Heler, A. et *Daba, D.* : **Nouveaux schemas électriques de varmètres magnétorésistifs en courant alternatif sinusoïdal.**
Electrotehnica 16 no. 11, nov. 1968, p. 430–436

COMPTES-RENDUS 437–438
RÉFÉRATS 438–440

CONTENTS

DC 537.525.532.5 : 621.313.12.001.24

Nicolaide, A. : **The study of magnetohydrodynamic channels with periodical symmetry by the conformable transformations method.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 401–406

The study of bidimensional channels with periodical symmetry is of interest in many applications, especially in the investigation of magnetohydrodynamic channels segmented electrodes generators.

An efficient means of studying these problems is the conformable transformation method. Resolution of these problems is attained in literature by means of the Schwarz-Christoffel's theorem in its classic form; but it needs numerous calculuses and intermediate transformations.

The author indicates, for the expression of functions with conformable transformation, in these cases, expressions and simple demonstrations yet unkmown in literature. How results established in literature and which require a great bulk of calculuses can be immediately obtained is shown.

DC 621.315.1.017 : 621.372.2.091 : 681.332

Adămuț, I. : **Methodological considerations concerning the research on analogical computers of phenomena of propaga tion in lines with losses by the chain with quadripoles method**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 406–410

Simple and quadratic equations derived from Kirchhoff's theorems and from border conditions for electric lines with losses are shown.

Respective analogical methods are indicated; limits which supervene in settling time scales and quadripoles number as a consequence of losses being taken into account are pointed out. Some qualitative comparisons with the mathematical method of finite differences are made.

DC 621.313.32.017.001.5

Măgureanu, R. : **A new recuperative method for loading the synchronical machine.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 413–417

A new method to recuperatively load the synchronical machine, by artificially varying the inner angle δ is submitted. The machine under test is mechanically switched to a special synchronical driving or asynchronously synchronized machine, whose N–S axis — and, therefore, load — can be made to rotate for an adequate system of supply on a field of 360 electrical degrees.

Finally, a new method for measuring the reactances of machines in synchronous regime is presented

---

DC 621.315.623.3.027.3.001.2 : 621.315.92

Popescu, Ch. and *Huidu, Th.* : **Problems concerning the designing of inner support insulators from epoxyd resins.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 417–428

On the basis of a mixture containing epoxy resin manufactured in this country, inner support insulators of 20 kV have been designed and carried out at the I.C.P.E. In the article, the problems raised by the design of these types of insulators as well as the study of the tension states (by photoelasticity) and of the field around the insulator (by modelling in electric bath), carried out in view of obtaining a tehnically and economically corresponding solution, are indicated. Finally, the achieved insulators and their performances are shown.

DC 621.312 : 621.315.2 : 621.317.39.531.717

Lapohos, I. : **Transistorized device for the measurement of insulated cables centricity.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p. 428–430

DC 621.317.783-016.24 :538.652

Heler, A. and *Daba, D.*: **New electric diagrams of magnetoresistive varmeters in alternating current.**

Electrotehnica **16**, nr. 11, nov. 1968, p.430–436

ABSTRACTS 437–438

REVIEWS 438–440

TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.3 ELECTROTEHNICĂ GENERALĂ

CZ 621.3.041.33 : 62 – 41 : 546.3/7

Schneider, K. H. **Efectele curenților de șoc asupra suprafețelor metalice plane.** În : Electrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 11, 24 mai 1968, p. 254—259, 18 fig., 1 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.3.051.024 : 621.314.57

Bader, C. **Comportarea unui sistem de transport a curentului continuu cu ondulări neautonome.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 11, 24 mai 1968, p. 263—265, 6 fig., 5 ref. bibl.

CZ 621.313 MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU ȘI ALTERNATIV. GENERATOARE. MOTOARE

CZ 621.313.13.181.4.042

Sostmann, G. **Calculul căderii de tensiune magneto-motoare între dinții cu fețe paralele în mașini miniatură.** În : Elektrie **12**, nr. 2, feb 1968, p. 71, 2 fig.

CZ 621.313.14.017.3

Pustola, J. **Pierderile în fier și motoarele universale.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 10, 10 mai 1968, p. 233—239, 12 fig., 6 tab., 9 ref. bibl.

CZ 621.313.2

Lamposkii, D. S. și *Orlova, T. A.* **Calculul reacției indusului la mașinile de curent continuu.** În : Elektrotehnika **38**, nr. 12, dec 1968, p. 28—30, 3 fig., 2 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.33.013.5

Bausch, H., Buttkereit, H. și *Jordan, H.* **Curentul statoric și cuplul mașinilor asincrone cu ancoșe neliniare și cu caracteristici dependente de saturație.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 7, 29 mar 1968, p. 156—160, 7 fig., 2 tab., 11 ref. bibl.

CZ 621.313.333 : 621.3.016.35 : 621.3.018.782.3

Petrov, L. P. și *Ladrizon, V. A.* **Formarea proceselor tranzitorii la mașinile asincrone prin conectarea unei rezistențe în circuitul statorului.** În : Elektricestvo **88**, nr. 12, dec 1967, p. 58—62, 6 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.8.024 : 621.318.25

Fischer, R. **Probleme de demagnetizare interioară și exterioară în cîmpul motoarelor de curent continuu cu excitație permanentă.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 11, 24 mai 1968, p. 266—269, 10 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.

CZ 621.314 TRANSFORMAREA ENERGIEI ELECTRICE. TRANSFORMATOARE. CONVERTIZOARE. REDRESOARE. COMUTATRICE

CZ 621.314.2.04 :621.3.017.2

Ivacjer, J. **Pierderile prin curenți turbionari în inelele capacitive ale transformatoarelor.** În : Elektrotech. Obzor **56**, nr. 12, dec 1967, p. 657—663, 9 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314.21.015.33

Hagenbucher, H. **Eforturi datorită tensiunii de șoc în transformatoarele de distribuție.** În : Electrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 10, 10 mai 1968, p. 239—244, 14 fig., 8 ref. bibl.

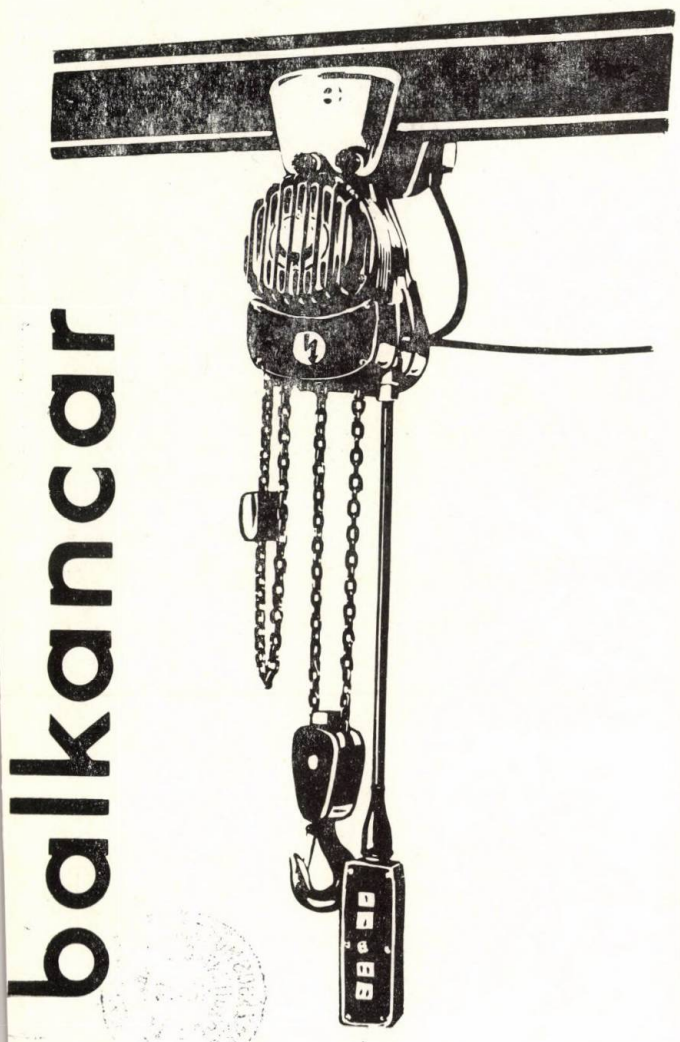
CZ 621.315 TRANSMISIA ENERGIEI ELECTRICE. LINII AERIENE. CABLURI. CONDUCTOARE. MATERIALE IZOLANTE. MATERIALE DE INSTALAȚII

CZ 621.315.1 : 621.3.051.024.027.3

Kaiser, W. ș.a. **Linii aeriene pentru transmisia energiei de curent continuu și înaltă tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ—A) **89**, nr. 9, 26 apr 1968, p. 208—213, 5 fig., 1 tab., 13 ref. bibl.

CZ 621.315.21 : 536.483

Kafka, W. **Transportul de electricitate prin cabluri de joasă temperatură.** În : Electrotech. Z. (ETZ—B) **20**, nr. 10, 17 mai 1968, p. 273—278, 7 fig., 12 ref. bibl.



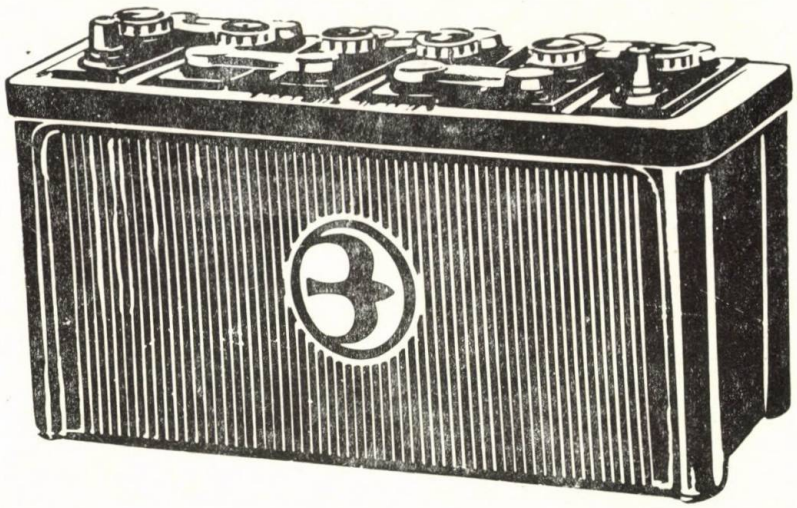
Construcție ușoară și compactă, exploatare sigură și comodă

Palane electrice cu lanț tip „MV"
cu o capacitate de încărcare de la 250 pînă la 1 000 kg și înălțime de ridicare de la 3,2 pînă la 12 m.
Motor cu rotor conic și frînă.
Se acceptă comenzi de palane electrice — în execuție normală sau specială :
— pentru exploatare în climat tropical uscat sau umed
— pentru exploatare în medii chimice agresive
La cerere palanele electrice pot fi livrate : pentru montaj fix sau cu cărucior liber, cărucior cu deplasare manuală sau cărucior electric.

Informații detaliate și oferte :
BALKANCAREXPORT, Bulgaria, Sofia, str. Aksakov, nr. 5, telefon 88-53-21, telex : 386, telegrame : BALKANCAREXPORT, Sofia

balkancar

Pentru mai mult de 160 mărci şi tipuri de automobile, camioane, autobuze şi tractoare de renume mondial



BATERII DE ACUMULATOARE
de 6 şi 12 V

BALKANCAR — o marcă ce garantează durabilitatea şi un proces corespunzător de pornire

Informaţii detaliate şi oferte :
BALKANCAREXPORT, Bulgaria

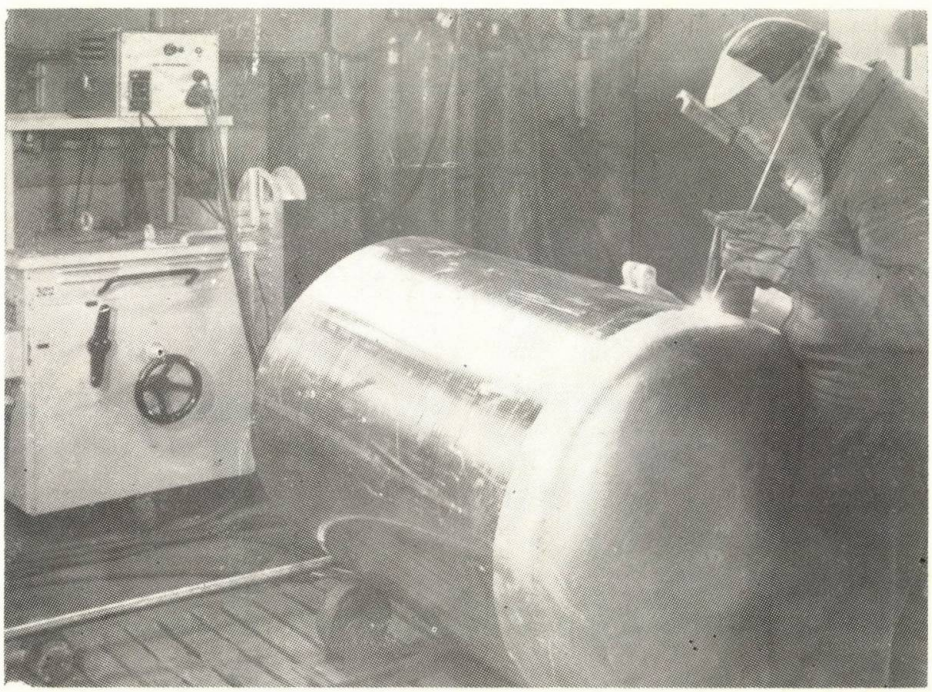
Sofia, str. Aksakov, nr. 5,telefon 88-53-21

Telex : 386, telegrame : BALKANCAREX-PORT, Sofia

PENTRU SUDAREA METALELOR UŞOARE

nu mai există astăzi probleme. Aluminiul cu aliajele lui, cuprul, aliajele cuprului şi oţelurile aliate de calitate superioară pot fi sudate cu uşurinţă prin metoda sudării cu gaz de protecţie. Tablele subţiri, piesele mici, piesele supuse uzurii şi diferite alte construcţii, pot fi sudate cu ajutorul aparatelor de serie. Părţile sudate prezintă calităţi deosebite în ceea ce priveşte coeziunea, elasticitatea şi rezistivitatea. Aparatele de sudat Kjellberg se află la nivelul celor mai moderne procedee de sudat. Ele pot fi utilizate atît la metoda de sudat WIG, cît şi la metoda MIG, dovedindu-şi aplicabilitatea multilaterală în practică. Posibilităţile de combinare a diverselor aparate principale cu mai multe capete de sudare, permit o utilizare universală.

Vă rugăm cereţi informaţii.



Kjellberg

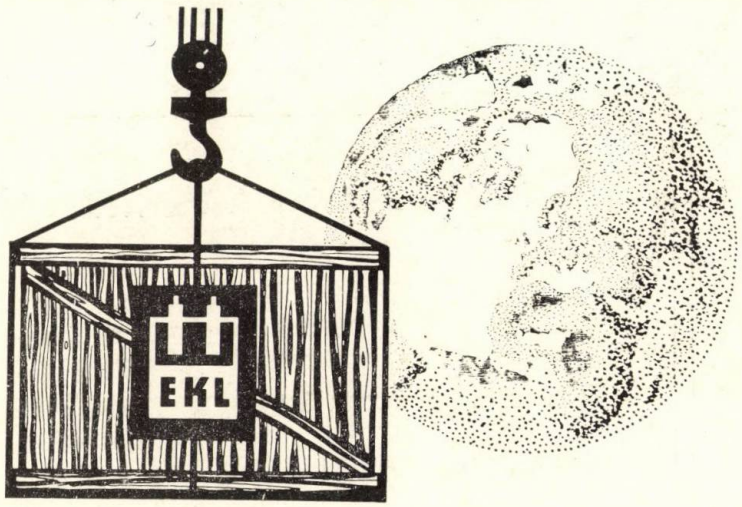
ELECTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG
DDR—798 FINSTERWALDE

Republica Democrată Germană

Cei interesaţi se pot adresa la :
Biroul tehnic-comercial DIA Elektrotechnik
Secţia Comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G.
din Republica Socialistă România
Calea Dorobanţilor, nr. 14, Bucureşti
Republica Socialistă România

EXPORTATOR :

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK-DDR 104 BERLIN CHAUSSEESTRASSE 111/112



Exportator:

Elektrotechnik

EXPORT — IMPORT

Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der
Deutschen Demokratischen Republik
DDR 104 Berlin, Chausseestrasse, 111/112
Republica Democrată Germană

PRODUSE TEHNICE DIN CĂRBUNE ȘI GRAFIT DIN LICHTENBERG — APRECIATE ÎN TOATĂ LUMEA

Din programul nostru de producție:

EKL — cărbuni pentru aparate de proiecție cinematografice cu film normal, Cinemascop și film de 70 mm (Tood—AO)

EKL — cărbuni pentru aparate fotografice (în heliografie, aparate de reproducere etc.)

EKL — cărbuni pentru mașini de sudură cu arc cu aer comprimat și rostuire pentru curent continuu și alternativ, precum și electrozi plați pentru acoperire, pentru blocuri de oțel brut și pentru eliminarea defecțiunilor de suprafață la oțelurile înalt aliate

EKL — cărbune și grafit profilat pentru industrie și cercetare

EKL — grafit foarte curat pentru industria semiconductoarelor

EKL — perii de cărbune și plăci pentru toate mașinile electrice, precum și pentru dinamici și startere, cît și pentru toate tipurile de autovehicule.

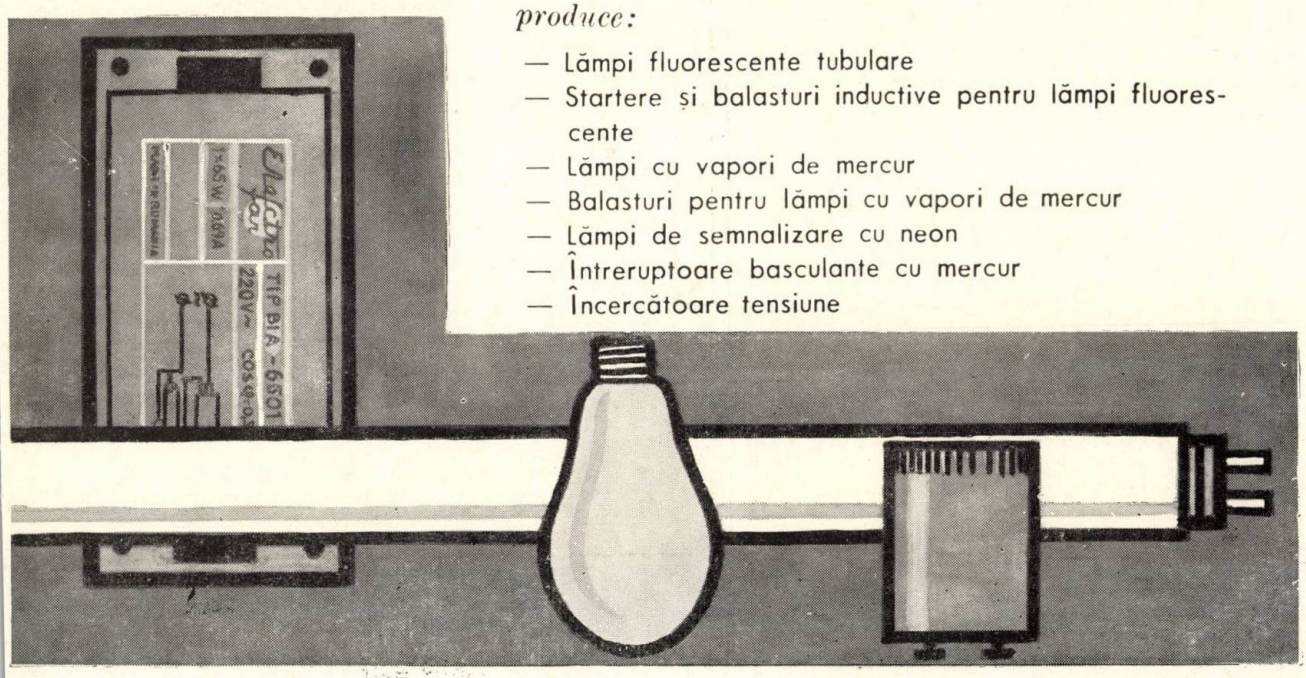
EKL

VEB ELEKTROKOHLE LICHTENBERG
113 Berlin — Lichtenberg, Herzbergstrasse 128/139

ELECTROFAR

FABRICA DE LĂMPI FLUORESCENTE ȘI PRODUSE ELECTROVID

BUCUREȘTI, STR. PARINGULUI 76, SECT. 8 TEL 175100



produce:

— Lămpi fluorescente tubulare
— Startere și balasturi inductive pentru lămpi fluorescente
— Lămpi cu vapori de mercur
— Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur
— Lămpi de semnalizare cu neon
— Întreruptoare basculante cu mercur
— Încercătoare tensiune

MICM

ODPT

PUBLICĂ:

REVISTE DE SPECIALITATE:

★ CONSTRUCŢIA DE MAŞINI

★ ELECTROTEHNICA

★ AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

INFORMARE ŞI DOCUMENTARE TEHNICĂ SELECTIVĂ:

- Buletin de informare tehnico-economică
- Organizare şi eficienţă economică în construcţia de maşini (în colaborare cu I.C.D.T.)
- Prelucrarea metalelor prin aşchiere
- Prelucrarea metalelor prin deformare
- Motoare, ventilatoare, compresoare şi pompe
- Produse noi omologate în întreprinderile M.I.C.M.
- Buletin intern de acte normative

INFORMAŢII BIBLIOGRAFICE (Cărţi, standarde, invenţii, prospecte şi cataloage străine, cercetări bibliografice, sinteze, traduceri, filme)

INFORMARE TEHNICĂ PENTRU MUNCITORI ŞI MAIŞTRI:

- Turnători, modelori
- Forjori, matriţeri
- Strungari—frezori
- Lăcătuşi, ajustori, sculeri
- Tratamente termice
- Electrotehnicieni, electronişti
- Sudori
- Rectificatori

INOVAŢII:

- Construcţia de maşini
- Electrotehnică

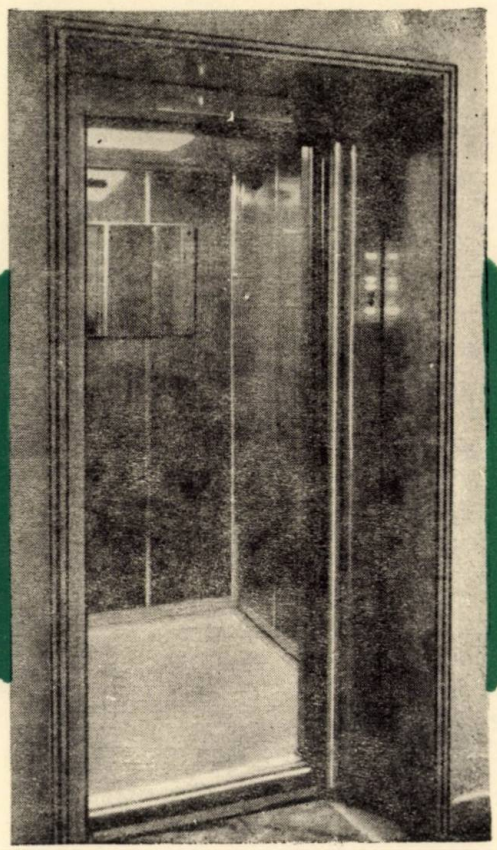
PUBLICAŢII NEPERIODICE:

- Din experienţa uzinelor M.I.C.M.
- Studii de sinteză
- Culegeri de material documentar, traduceri
- Cataloage şi prospecte de popularizare a produselor M.I.C.M., normative de preţuri, planşe didactice, afişe de protecţia muncii.

CONSULTAŢI „FORMULARUL DE ABONAMENT" EXISTENT ÎN UNITATEA DV.

Comenzile pentru anul 1969 se mai pot primi pînă la 25 decembrie 1968 pe adresa:
OFICIUL DE DOCUMENTARE ŞI PUBLICAŢII TEHNICE,
Calea Victoriei nr. 133, sector 1. Informaţii suplimentare se obţin la telefon 13.84.16.

întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare



Proiectează, construiește și montează următoarele tipuri de ascensoare:

— Ascensoare de persoane pentru imobile de locuit și clădiri social administrative
— Ascensoare pentru spitale și policlinici
— Ascensoare pentru materiale, 320—5000 kgf
— Ascensoare de 100 kgf
— Ascensoare de persoane sau materiale pentru medii; umed, umed salin sau cu praf
— Piese de schimb pentru ascensoare de fabricație IFMA

În funcție de destinația ascensorului se pot realiza următoarele programe de funcționare:

— Comenzi universale cu uși de acces semiautomate sau automate. Comenzi colectiv—selective cu uși de acces automate
— Comenzi colective în jos, cu uși de acces automate
— Comenzi colective, duplex

Șos. Giulești, nr. 8, telefon 17.45.00; 18.32.00

1969 MAR 27

ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

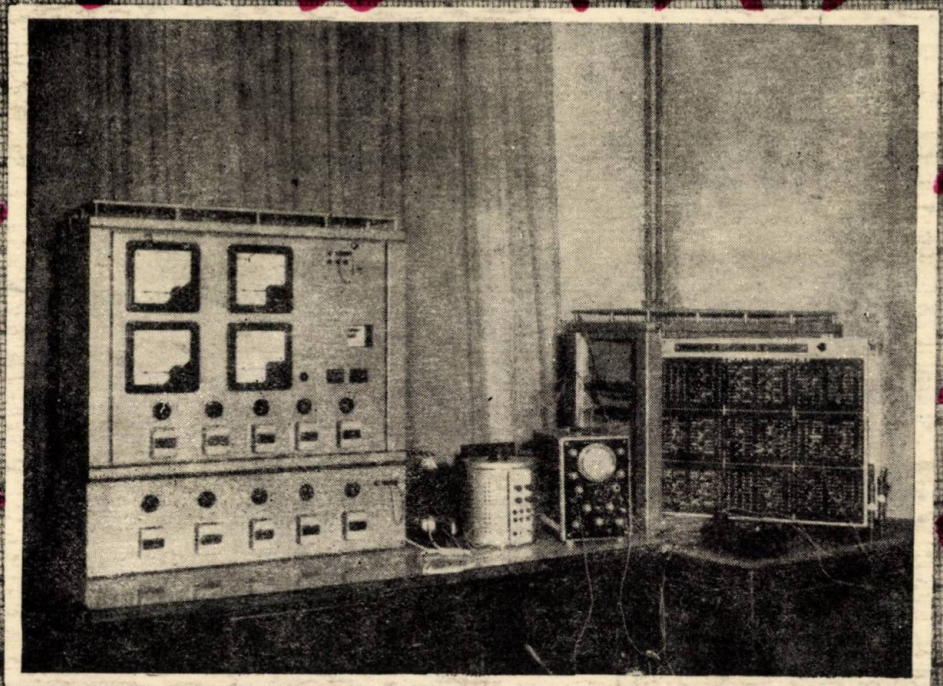
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



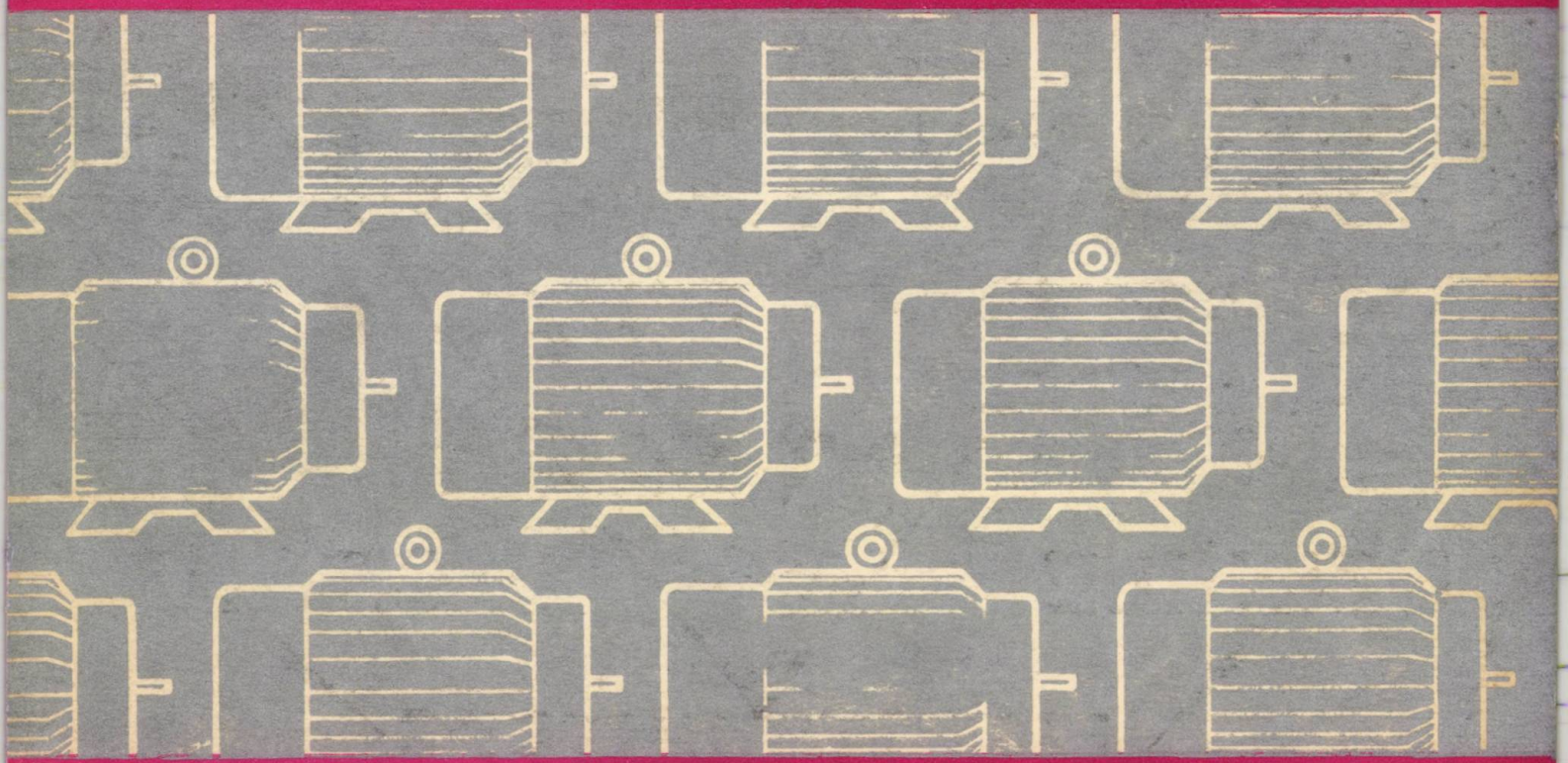
Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.

E 2040

ELECTROTEHNICA

BIBLIOTECA



ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 16 • Nr. 12 • DECEMBRIE 1968

12

UZINELE CRAIOVA

ELECTROPUTERE

Uzinele Electroputere Craiova execută la comandă produse care satisfac cele mai pretenţioase condiţii impuse de exploatare, avînd performanţe la nivelul celor mai moderne echipamente electrice pe plan mondial.

Pentru amănunte, cereţi uzinei cataloagele în care se pot găsi indicaţii pentru caracteristici tehnice, preţul şi condiţii de livrare.

HOTĂRÎŢI ÎNCĂ ASTĂZI

PENTRU MÎINE

Hotărîri pe perioade îndelungate puteți lua în prealabil cunoscînd tendințele cele mai noi de dezvoltare a pieţelor, oferta şi relaţiile comerciale între ţările din est şi vest, modul de rezolvare a diferitelor probleme, cererea clienţilor.

Tîrgul de la Leipzig, garantează în minimum de timp obţinerea unui număr maxim de informaţii preţioase, contacte importante şi tranzacţii avantajoase.

Specialiştii, din cele mai diferite branşe ale industriei de maşini şi industriei bunurilor de consum, găsesc aici rezolvarea problemelor lor actuale şi viitoare.

Tîrgul de la Leipzig este o manifestare internaţională modernă, dinamică şi atractivă, întrunind expozanţi din circa 65 de ţări pe o piaţă comercială vastă, pe teritoriul unui stat socialist cu o industrie puternică.

TÎRGUL DE LA LEIPZIG

REPUBLICA DEMOCRATA GERMANA

2 — 11 martie 1969

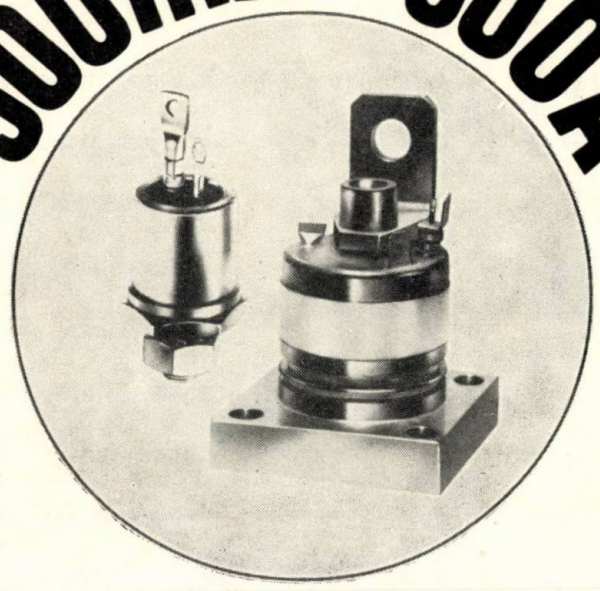
31 august — 7 septembrie 1969

Pentru informaţii privind vizitarea tîrgului de la Leipţig vă puteţi adresa Agenţiilor judeţene O.N.T.

WESTINGHOUSE

TIRISTOARE

500mA – 500A



Plaja de tiristoare Westinghouse de producție britanică este cea mai largă astăzi disponibilă. Pentru aplicarea la convertizoare se pot alege peste 20 de valori de curent într-o gamă largă de tensiuni pînă la 2 kV.

Se oferă tiristoare cu întrerupere rapidă pentru folosirea în inversoare și în circuite similare. Plaja de curenți disponibilă este similară cu aceea a seriilor de convertizoare cu caracteristici de întrerupere în următoarele game:

Durata de comutație, 12—30 μs
dv/dt 20—200 V cap/μs
di/dt pînă la 150 A/μs.

Toate tiristoarele Westinghouse sînt:

- Construite din contacte de presiune neuzabile de înaltă stabilitate și fiabilitate.
- Închise în capsule de ceramică pe postament de cupru cu secțiune mare pentru rezistență mecanică ridicată.
- Încercate 100 % la toți parametrii înainte de expediere.

Sînt disponibile, de asemenea, într-o plajă largă diode de siliciu de fabricație britanică cu curenți de la 500 mA pînă la 830 A și tensiuni pînă la 3 kV.

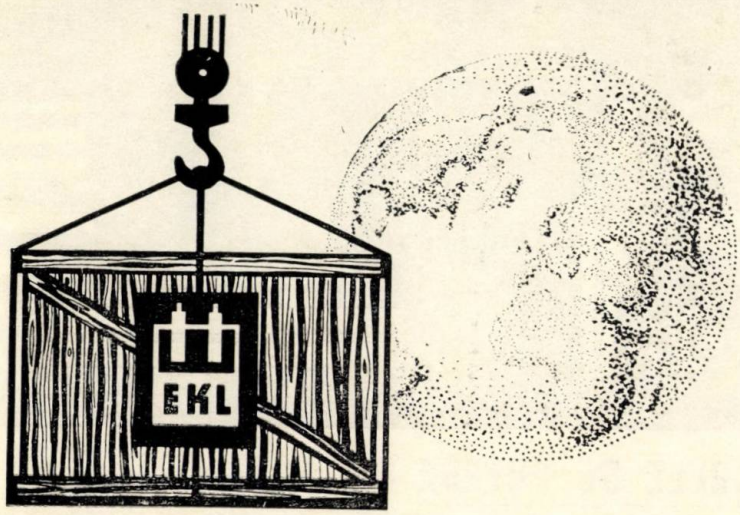
PENTRU INFORMAȚII COMPLETE SCRIEȚI-NE PE ADRESA:

EXPORT DEPARTAMENT, SEMICONDUCTION DIVISION

WESTINGHOUSE

WESTINGHOUSE BRAKE
AND SIGNAL COMPANY LIMITED

82 YORK MAY, LONDON, N. 1, ENGLAND
TELEPHONE: 01—837—6432



Exportatori

Elektrotechnik

EXPORT — IMPORT
Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der
Deutschen Demokratischen Republik
DDR 104 Berlin, Chausseestrasse, 111/112
Republica Democrată Germană

PRODUSE TEHNICE DIN CĂRBUNE ȘI GRAFIT DIN LICHTENBERG — APRECIATE ÎN TOATĂ LUMEA

Din programul nostru de producție:

EKL — cărbuni pentru aparate de proiecție cinematografice cu film normal, Cinemascop și film de 70 mm (Tood—AO)

EKL — cărbuni pentru aparate fotografice (în heliografie, aparate de reproducere etc.)

EKL — cărbuni pentru mașini de sudură cu arc cu aer comprimat și rostuire pentru curent continuu și alternativ, precum și electrozi plați pentru acoperire, pentru blocuri de oțel brut și pentru eliminarea defecțiunilor de suprafață la oțelurile înalt aliate

EKL — cărbune și grafit profilat pentru industrie și cercetare

EKL — grafit foarte curat pentru industria semiconductoarelor

EKL — perii de cărbune și plăci pentru toate mașinile electrice, precum și pentru dinamici și startere, cît și pentru toate tipurile de autovehicule.

EKL

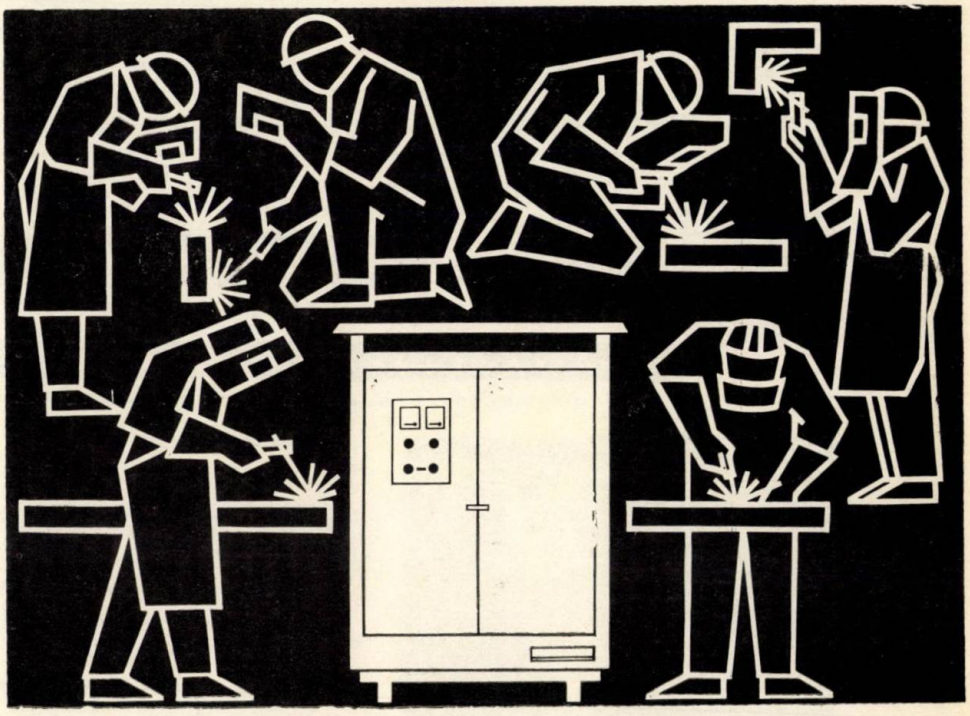
VEB ELEKTROKOHLE LICHTENBERG
113 Berlin — Lichtenberg, Herzbergstrasse 128/139

LA MAI MULȚI SUDORI, O SURSĂ COMUNĂ DE CURENT

Iată o rezolvare economică pentru locuri de muncă-cheie, în cazul unei sudări la numeroase puncte, folosind în special o durată de conectare redusă. Pentru alimentarea cu curent a mai multor aparate de sudat, redresorul de sudare Kjellberg KGM 1200, asigură curentul de sudare în raport cu mărimea electrozilor pînă la 22 locuri de muncă. Acest redresor este prevăzut cu diode de siliciu. Capacitatea de sudare este de 1 200 A în regim continuu.

Pentru reglarea curentului de sudare, fiecare loc de muncă este prevăzut cu o rezistență reglabilă. Redresorul corespunde tuturor cerințelor impuse unei instalații de înaltă capacitate pentru alimentarea mai multor locuri de sudare.

În plus, este caracterizat printr-o calitate deosebită a sudurilor, nivel scăzut de zgomot, randament ridicat și întreținere ușoară.



Kjellberg

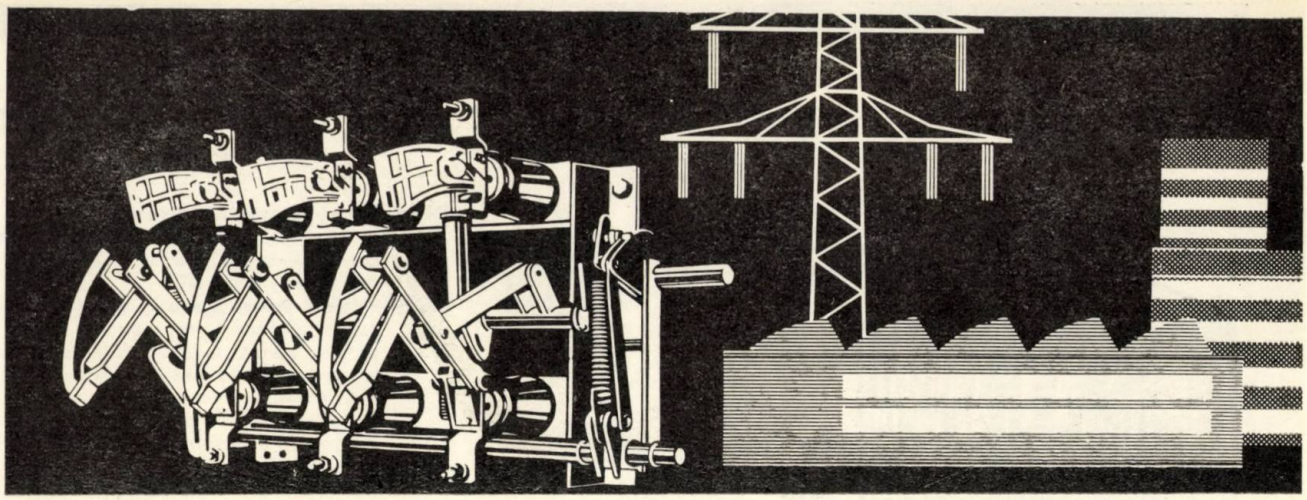
Exportator:

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 104 BERLIN CHAUSSEESTRASSE 111/112
Republica Democrată Germană

ELEKTRODEN & MASCHINEN GmbH IN VERWALTUNG DDR 798 FINSTERWALDE
DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

Cei interesați se pot adresa la:
Biroul tehnic-comercial DIA Elektrotechnik
Secția Comercială de pe lîngă Ambasada R.D.G.
din Republica Socialistă România
Calea Dorobanților, nr. 14, București
Republica Socialistă România



SEPARATOARELE DE PUTERE

cu tensiunile de serie 10 și 20 kV

- Sînt aparate de întrerupere economice pentru tensiuni medii.
- Ele înlocuiesc în multe cazuri disjunctorul cu separator în serie.
- Ele oferă o mare siguranță în exploatare la un cost redus de montaj și exploatare.

HOCHSPANNUNGSGERÄTEWERKE DER DDR

EXPORTATOR:

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK-DDR 104 BERLIN CHAUSSEESTRASSE 111/112

REPUBLICA DEMOCRATĂ GERMANĂ

INFORMAȚII:

BIROUL TEHNIC COMERCIAL DIA ELEKTROTECHNIK din cadrul Reprezentanței Comerciale a Ambasadei Republicii Democrate Germane în Republica Socialistă România, Calea Dorobanților, 14, București — România

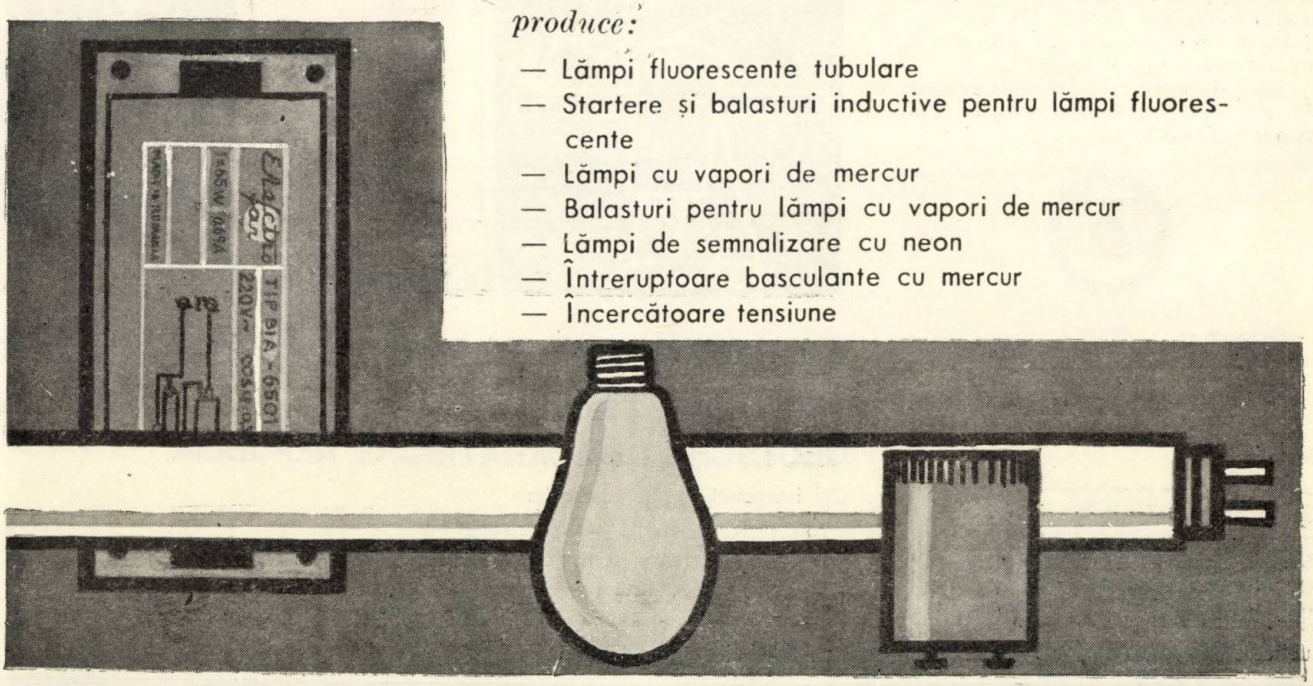
ELECTROFAR

FABRICA DE LĂMPI FLUORESCENTE ȘI PRODUSE ELECTROVID

BUCUREȘTI, STR. PARINGULUI 76, SECT. 8 TEL. 175100

produce:

- Lămpi fluorescente tubulare
- Startere și balasturi inductive pentru lămpi fluorescente
- Lămpi cu vapori de mercur
- Balasturi pentru lămpi cu vapori de mercur
- Lămpi de semnalizare cu neon
- Întreruptoare basculante cu mercur
- Încercătoare tensiune



ELECTROTEHNICA

Anul 16 nr. 12 pag. 441 — 480 decembrie 1968

CUPRINS

CZ 516.8 : 621.3.012.1

Andronescu, Pl. : **Semnificaţia principală a versorului.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 441—447

Se demonstrează că afinorul obişnuit ca şi diada, cît şi afinorul exponenţial introdus de către Hamilton şi denumit versor, nu se comportă ca un vector şi nici ca un scalar, ci ca un operator, care aplicat unui vector dă o funcţie liniară de vector cu proprietăţi remarcabile şi utile. În speţă, la derivarea funcţiei de vector respective, nu mai este necesară descompunerea după vectorii unitari. Se analizează relaţiile dintre afinorul exponenţial (care corespunde cu *operatorul lui Euler*) şi cel rotaţional introdus de către Spielrein, relaţii ce se pot aplica formulelor de transformaţie ale lui Lorentz — de o mare importanţă pentru electrodinamica relativistă.

CZ 621.312.004.6

Lăzăroiu, D. F. : **Nivelul şi căile de creştere ale siguranţei în funcţionare la produsele şi echipamentele electrotehnice.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 447—453

Se prezintă cauzele concrete care determină nivelul siguranţei în funcţionare pentru principalele produse electrotehnice de curenţi tari. Se arată mijloacele de îmbunătăţire a parametrilor care definesc siguranţa în funcţionare.

CZ 621.3.011 : 620.93

Nedelcu, N. V. : **O nouă teoremă generală a conversiunii electromecanice.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 454—461

Se arată că, în cazul maşinilor electrice rotative unde procesul de conversiune energetică este continuu, conceptele de energie magnetică şi coenergie magnetică nu sînt interpretate corespunzător. În mod deosebit în lucrare se insistă asupra rolului pe care-l joacă energia reactivă în procesul de conversiune.

În continuare, se introduce noţiunea de „ciclu electromecanic "stabilindu-se o nouă teoremă fundamentală a conversiunii energetice, conform căreia energia convertită dintr-o formă în alta este egală cu aria ciclului electromecanic.

CZ 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3

Suciu, I. : **Studiul solicitărilor termice tranzitorii ale căilor de curent în ipoteza că pierderile dezvoltate şi transmisivitatea termică variază cu temperatura.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 461—468

Se studiază solicitările termice tranzitorii ale căilor de curent cu coeficienţi de temperatură ai rezistivităţii, relativ ridicaţi, pe durata regimurilor de încălzire, răcire şi periodic intermitente, în ipoteza variaţiei cu temperatura a pierderilor dezvoltate şi a transmisivităţii termice la suprafaţa disipativă în contact cu fluidul de răcire.

Studiul calitativ şi cantitativ extins asupra acestor regimuri duce la concluzia că există o mare deosebire între regimurile termice trasate, în cazul cînd rezistivitatea şi transmisivitatea variază cu temperatura şi în cazul ipotezelor teoriei clasice, cînd aceste mărimi se consideră constante. Pentru cele trei regimuri studiate se dau formule pentru aplicaţii practice.

CZ 621.317.784.025 : 538.632

Heler, A. şi *Daba, D.* : **Scheme electrice de wattmetre magnetorezistive, în curent alternativ sinusoidal, fără erori de metodă.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 469—434

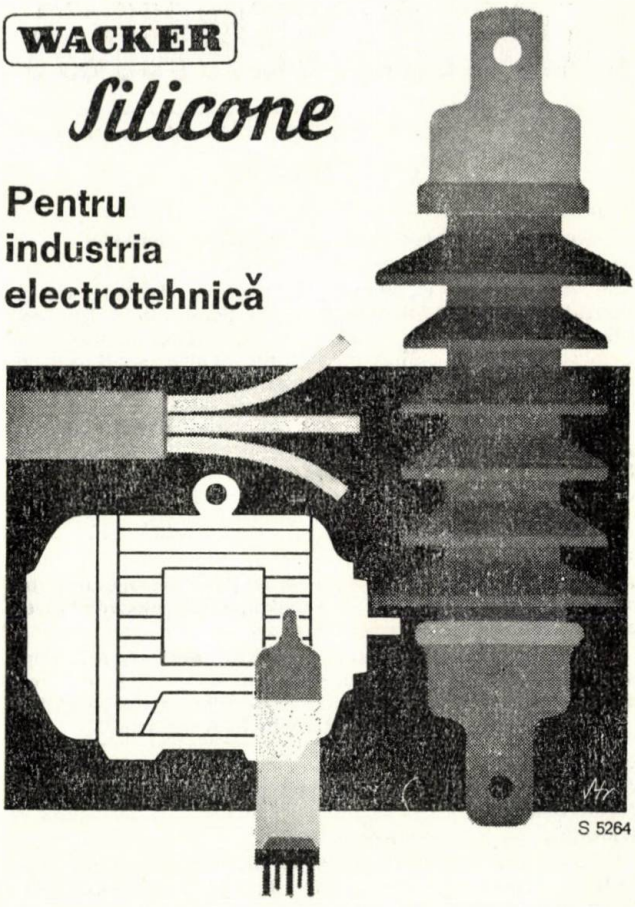
În lucrare se relevă posibilitatea de a folosi efectul magnetorezistiv la semiconductoare în tehnica măsurilor electrice de putere activă. Se propun scheme originale de wattmetre magnetorezistive, în curent alternativ sinusoidal, fără erori de metodă. Se prezintă rezultatele experimentale obţinute cu wattmetrul realizat de autori.

RECENZII 474—476
REFERATE 476—478
BREVETE 478—479
CRONICĂ 479—480

WACKER

Silicone

Pentru industria electrotehnică



S 5264

Cauciucuri siliconice

Piesele din cauciuc siliconic vulcanizat la cald, turnate în formă şi sprijuite, se comportă bine ca materiale stabile la temperatură şi la îmbătrînire, ca materiale elastice pentru diferitele scopuri tehnice şi ca izolaţie pentru cabluri cu rezistenţă la străpungere, ridicată. Cauciucul siliconic serveşte în formă dispersată la impregnarea mătăsii de sticlă, azbestului şi ţesăturilor organice.

Cauciucul siliconic vulcanizat la rece se întrebuinţează ca material dielectric şi antihigroscopic, pentru etanşeizări şi umpluturi, pentru piese de construcţie electrică cu parametri ridicaţi, precum şi ca material de forme elastice. Masele se întăresc la rece şi pot fi furnizate în stare transparentă sau pigmentată.

Vă stăm cu plăcere la dispoziţie cu sfaturi şi cu prospectele noastre.

WACKER-CHEMIE GMBH

8 München 22, Postfach 1
Republica Federală a Germaniei

СОДЕРЖАНИЕ

дк 516.8 : 621.3.012.1
Андронеску, Пл.; **Основное значение орта.**
Electrotehnica **16**, nr. 12, дек. 1968, стр. 441–447

В статье демонстрируется, что обычный тензор, как и диад, также как и экспоненциальный тензор, введенный Гамильтоном и наименованный ортом, не проявляет себя как вектор и даже не как скаляр, а как операгор приложенный вектору дает векторную линейную фуницию со значительными и полезными свойствами. В данном случае при деривации соответствующей функции вектора нет необходимости производить разложение на унитарные векторы. Автор анализирует соотношения между экспоненциальным тензором (соответствующий ,,оператору Эйлера'') и вихровым, введенным Spielrein- ом; эти отношения могут быть применены к преобразовательным формулам Лоренса, что чрезвычайно важно для относительной электродинамики.

дк 621.312.004.6
Лэзэрою, Д. Ф.: **Уровень и возможность повышения сопротивления при работе приборов и электротехнического оборудования.**
Electrotehnica **16**, nr. 12, дек. 1968, стр. 447–458

Приводятся конкретные причины, определяющие уровень сопротивления в работе основных элеектротехнических приборов сильных токов. Показаны средства для улучшения параметров, определяющих безопасность в работе.

дк 621.3.011 : 620.93
Неделку, Н.В.: **Новая общая теорема электромеханической конверсии.**
Electrotehnica **16**, nr. 12, дек. 1968, стр. 454–461

Автор указывает, что в случае электромашин, где энергетический процесс конверсии непрерывен, концепты магнитной энергии и магнитная коэнергия не интерпретированы соответствующим образом. В работе автор подчеркивает особую роль, реактивной энергии в процессе конверсии. В дальнейшем, вводится понятие ,,электромеханический цикл'', устанавливая новую фундаментальную теорему энергетической конверсии, на основании которой, энергия конвертированная из одной формы в другую, равна площади электромеханического цикла.

дк 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3
Сучиу, И.: **Исследование термических переходящих нагрузок токовых путей при гипотезе, что развивающиеся потери и тепловая передача варьируют с температурой.**
Electrotehnica **16**, nr. 12, дек. 1968, стр. 461–468

Исследуются термические переходящие нагрузки токовых путей с коэффициентами температуры удельного сопротивления относительно повышенных, в течение режима нагрева, охлаждения и периодически прерывистого, при гипотезе вариации с температурой развивающихся потерь и тепловой передачи на поверхности рассеивания при контакте с охлаждающей жидкостью. Количественное и качественное исследование, распространенное на эти режимы приводит к выводу, что существует большая разница между заданными термическими режимами, в случае когда удельное сопротивление и передача варьирует с температурой, а также и в случае гитотез классических теорий, когда эти величины считаются постоянными. Для этих трех исследованных режимов приводятся формулы для практического применения.

дк 621.317.784.025 : 538.632 469–474
Хелер, А. и *Даба, Д.:* **Электрические схемы удельно-магнитных ваттметров в синусоидальном переменном токе без методических погрешностей.**
Electrotehnica **16**, nr. 12, дек. 1968, стр.

В работе изложена возможность применения удельно-магнитного эффекта в полупроводниках в технике электрических измерений автивной мощности. Предлагаются оригинальные схемы удельно-магнитных ваттметров в переменном синусоидальном токе без методических погрешностей. Показаны экспериментальные результаты, полученные на ваттмере, сконструированном авторами.

РЕЦЕНЗИИ 474–476
ДОКЛАДЫ 476–478
ПАТЕНТЫ 478–479
ХРОНИКА 479–480

INHALTSVERZEICHNIS

DK 516.8 : 621.3.012.I
Andronescu, Pl. : **Hauptkennzeichen des Versors.**
Electrotehnica **16**, H. 12, Dez. 1968, S. 441–447

Es wird nachgewiesen, dass der gewöhnliche Affinor wie auch die Dyade und selbst der exponentielle, von Hamilton eingeführte und Versor benannte Affinator sich, weder wie ein Vektor noch wie eine Skalagrösse verhalten sondern wie ein Operator, der einem Vektor appliziert, eine lineare Vektorfunktion mit bedeutenden und nützlichen Eigenschaften ergibt. Bei der Ableitung der betreffenden Vektorfunktion ist demnach die Zerlegung nach Einheitsvektoren nicht mehr nötig. Es werden die Relationen zwischen den exponentiellen Affinatoren (die dem Euler-Operator entsprechen) und dem von Spielrein eingeführten rotationellen Affinator analysiert, Realtionen, die bei den Umformungsformeln von Lorentz angewandt werden können, was für die relativistische Elektrodynamik von besonderer Bedeutung ist.

DK 621.312.004.6
Lăzăroiu, D. F : **Der Stand und die Wege zur Erhöhung der Betriebssicherheit bei den elektrotechnischen Erzeugnissen und Ausrüstungen.**
Electrotehnica **16**, H. 12, Dez. 1968, S. 447–453

Es werden die konkreten Ursachen dargelegt, die den Stand der Betriebssicherheit bei den wichtigsten elektrotechnischen Hochspannungsausrüstungen bestimmen. Ferner werden die Mittel zur Verbesserung der Parameter, die die Betriebssicherheit bestimmen, angeführt.

DK 621.3.011 : 620.93
Nedelcu, N. V. : **Ein neuer allgemeiner Satz der elektromechanischen Umwandlung**
Electrotehnica **16**, H. 12, Dez. 1968, S. 454–461

Es wird darauf hingewiesen, dass im Falle der elektrischen Maschinen wo der Prozess der energetischen Umwandlung kontinuierlich ist, die Begriffe der magnetischen Energie und der magnetischen Koenergie in nicht entsprechender Weise erläutert erden. In besonderer Weise wird im Aufsatz auf die Rolle hingewiesen, die die Blindenergie im Umwandlungsprozess spielt.

Fortfahrend wird der Begriff ,,elektromechanischer Zyklus'' eingeführt und ein neuer Fundamentalsatz der energetischen Umwandlung aufgestellt, demzufolge die umgewandelte Energie, in der einen oder anderen Form gleich mit der Ausdehnung des elektromechanischen Zyklusses ist.

DK 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3
Suciu, I. : **Studie der thermischen Übergangsbelastungen der Stromwege in der Annahme, dass die entwickelten Verluste und die Wärmeleitfähigkeit im Verhältnis zur Temperatur schwanken**
Electrotehnica **16**, H. 12, Dez. 1968, S. 461–468

Es werden die thermischen Übergangsbelastungen der Stromwege mit verhältnismässig hohen spezifischen Temperaturwiderstand, entlag der gesamten Erwärmungs-, Kühlungs und Übergangsbedingungen studiert, in der Annhme, dass die entwickelten Verluste und die Wärmeleitfähigkeit an der Streufläche im Kontakt mit der Kühlflüssigkeit schwanken.

Die qualitative und quantitative Studie dieser Bedingungen führt zur Schlussfolgerung, dass ein grosser Unterschied zwischen den vorgeschriebenen Wärmebedingungen besteht, wenn der spezifische Widerstand und die Leitfähigkeit im Verhältnis zur Temperatur schwanken, wie auch im Falle der Hypothesen der klassischen Theorie, wenn diese Grössen als konstant angesehn werden. Für die drei Bedingungen werden Formeln der praktischen Anwendung gegeben.

DK 621.317.784.025 : 538.632
Heler, A. und *Daba, D.* : **Elektrische Schaltungen für magnetischresistive Wattmeter in sinusoidalem Wechselstrom ohne Methodefehler**
Electrotehnica **16**, H. 12, Dez. 1968, S. 469–474

Im Aufsatz werden die Möglichkeiten einer Nutzung des magnetresistiven Effekts der Halbleiter in der Messtechnik aktiver elektrischer Kräfte angeführt. Es werden neaurtige Schaltungen von magnetresistiven Wattmetern für sinusoidalen Wechselstrom ohne Fehlanzeigen vorgeschlagen. Es werden die Versuchsergebnisse angeführt, die mit den, von den Verfassern entwickelten Wattmetern erzielt wurden.

BUCHBESPRECHUNGEN 474–476
REFERATE 476–478
PATENTENSCHAU 478–479
HRONIK 479–480

SOMMAIRE

CD 516.8 : 621.3.012.1

Andronescu, Pl. : **La principale signification du verseur.**

Electrotehnica **16**, no. 12, dec. 1968, p. 441–447

On démontre que l'affineur commun, tout comme la diade, ainsi que l'affineur exponentiel introduit par Hamilton et dénommé verseur, n'a pas un comportement pareil à un vecteur, ni pareil à un scalaire, mais comme un opérateur qui appliqué à un vecteur donne une fonction linéaire du vecteur ayant des propriétés remarquables et utiles. Notamment, lors de la dérivation de la fonction de vecteur respective, la décomposition selon les vecteurs unitaires n'est plus nécessaire. On analyse les relations entre l'affineur exponentiel (qui correspond à „L'opérateur du Euler") et celui rotatoire introduit par Spielrein, relations qui peuvent être appliquées aux formules de transformation de Lorentz — qui ont une grande importance pour l'électrodynamique relativiste.

CD 621.312.004.6

Lăzăroiu, D. F. : **Le niveau et les voies d'accroissement de la sureté pendant le fonctionnement des produits et des équipements électrotechniques.**

Electrotehnica **16**, no. 12, dec. 1968, p. 447–453

On présente les causes concrètes qui déterminent le niveau de la sureté pendant le fonctionnement pour les principaux produits électrotechniques pour les courants puissants. On décrit les moyens destinés à améliorer les paramètres qui définissent la sureté pendant le fonctionnement.

CD 621.3.011 : 620.93

Nedelcu, N. V. : **Un nouveau théorème général de la conversion électromécanique**

Electrotehnica **16**, no. 12, dec. 1968, p. 454–461

On démontre que lorsqu'il s'agit de machines électriques rotatives où le processus de conversion énergétique est continu, les concepts d'énergie magnétique et de coénergie magnétique ne sont pas exactement interprétés. Dans cet ouvrage on insiste particulièrement sur le rôle joué par l'énergie réactive dans le processus de conversion.

On introduit ensuite la notion de „cycle électromécanique" et l'on établit un nouveau théorème fondamental de la conversion énergétique, conformément auquel l'énergie convertie d'une forme à une autre est égale à la superficie du cycle électromécanique.

CD 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3

Suciu, I. : **L'étude des sollicitations thermiques transitoires des voies de courant dans l'hypothèse que les pertes produites ainsi que la transmissivité thermique varient avec la température.**

Electrotehnica **16**, no. 12, dec. 1968, p. 461–468

On étudie les sollicitations thermiques transistoires des voies de courant à coéfficients de température de la résistivité, relativement élevés, pendant la durée des régimes d'échauffement, de refroidissement et périodiquement intermitents, en supposant que, en même temps que la température, varient aussi les pertes produites et la transmissivité thermique à la surface dissipative de contact avec le fluide de refroidissement.

L'étude qualitative et quantitativé qui comprend ces régimes mène à la conclusion qu'il existe une grande différence entre les régimes thermiques tracés, au cas où la résistivité et la transmissivité varient avec la température et dans le cas de l'hypothèse classique, lorsque ces valeurs sont considérées constantes. On donne des formules pour des applications pratiques pour les trois régimes étudiés.

CD 621.317.784.025 : 538.632

Heler , A. et *Daba, D.* : **Schémas électriques pour wattmètres magnétoresistifs, en courant alternatif sinusoidal, sans erreurs de méthode.**

Electrotehnica **16**, no. 12, dec. 1968, p. 469–474

Dans cet ouvrage on relève le fait qu'il est possible d'utiliser l'effet magnétorésistif aux semiconducteurs, dans la technique des mesurements électriques de puissance active. On propose des schémas originaux pour des wattmètres magnétorésistifs, en courant alternatif sinusoidal, sans erreurs de méthode. On présente les résultats expérimentaux obtenus avec le wattmétre réalisé par les auteurs.

COMPTES RENDUS 474–476
RÉFÉRATS 476–478
BREVETS 478–479
CHRONIQUE 479–480

CONTENTS

DC 516.8 : 621.3.012.1

Andronescu, Pl. : **The main significance of the versor.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec. 1968, p. 441–447

It is demonstrated that the ordinary affiner like the diode and the exponential affiner introduced by Hamilton and called versor behave neither like a vector nor like a scalary magnitude, but like an operator which applied to a vector gives a linear vector function with remarkable and useful properties. Practically, upon differentiation of the respective vector function, the factorization after the unitary vector is no more necessary. The author analyses the relations between the exponential affiner (which corespund to the „Euler operator") and the rotational one introduced by Spielrein, relations which can be applied to the Lorentz transformation formulas that are highly important for the relativist electrodynamics.

DC 621.312.004.6

Lăzăroiu, D. F. : **The level of and the ways to increasing the working safety in electrotechnical products and equipments.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec. 1968, p. 447–453

The factors determining the level of working safety for the main heavy-current electrochemical products are presented. The ways of improving the parameters defining the working safety are also pointed out.

DC 621.3.011 : 620.93

Nedelcu, N. V. : **A new general theorem of electromechanical conversion.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec. 1968, p. 454–461

The opinion is expressed that in the case of the rotative electric machines where the power conversion process is continuous the concepts of magnetic energy and magnetic coenergy are not interpreted adequately. In this paper, it is insisted upon the role played by the reactive energy in the conversion process.

The notion of „electromechanical cycle" is then introduced and a new fundamental theorem of power conversion is established according to which the power converted from a form to another is equal to the area of the electromechanical cycle.

DC 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3

Suciu, I. : **The study of the transistory thermic stresses of current ways in the hypothesis of the losses developed and the thermic transmissivity varying with temperature.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec. 1968, p. 461–468

The author studies the transistory thermic stresses of current ways with comparatively high temperature and resistivity coefficients, for the duration of heating, cooling and periodically intermittent regimes, in the hypothesis of the variation with the temperature of the losses developed and of the thermic transmissivity at the dissipitative surface in contact with the cooling fluid.

An extensive qualitative and quantitative study of these regimes leads to the conclusion that a great difference exists between the thermic regimes, in the case of the resistivity and transmissivity varying with temperature an in that of the classical theory hypotheses, when these magnitudes are considered constant. Different formulas for practical applications are given for the three regimes studied.

DC 621.317.784.025 :538.632

Heler, A. and *Daba, D.* : **Magnetoresistive wattmeter electric schemes in alternative sinusoidal current without method errors.**

Electrotehnica **16**, nr. 12, dec 1968, p. 469–474

The possibility is shown of using the magnetoresistivity effect in semiconductors for active power electric measurements. Some original magnetoresistivity wattmeters in alternating sinusoidal current without method errors are suggested. The experimental results obtained with the wattmeter achieved by the authors are also given.

REVIEWS 474–476
REPORTS 476–478
PATENTS 478–479
CHRONICLE 479–480

ELECTROTEHNICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA

Anul 16 nr. 12 București, decembrie 1968

Semnificația principală a versorului*

Plautius Andronescu** — Timișoara

CZ 516.8 : 621.3.012.1

1. Premisă

Omenirea a ajuns în ultimii 100 de ani să posede în cercetarea științifică a fenomenelor o bază experimentală, cum și o bază teoretică atît de dezvoltată, încît ea ar trebui să treacă neîntîrziat la o clarificare temeinică a cunoștințelor acumulate.

Să ne reamintim cuvintele rostite de Paul Langevin : „Manualele te îndeamnă mai mult la învățătură, decît la înțelegere". În adevăr s-au învățat multe lucruri, dar numai o mică parte din ele sînt și temeinic înțelese. Trebuie să ajungem să ne dăm seama în ce măsură principiile și legile stabilite de către oameni pot fi privite sau nu ca principii și legi ale naturii, singurele care stau la baza oricărei manifestări în natură.

Este necesar să se releve că principiile și legile obiective ale naturii nu sînt supuse spre perfecționare omului, ca și cum ele ar reprezenta o invenție filozofică, ci din contra ele devin cu greu accesibile omului, ca un adevărat tezaur al naturii.

Această teză se ilustrează pe baza unei noțiuni introdusă de către Hamilton încă acum 100 de ani, care a dat denumirea de versor operatorului pentru înmulțire cu un vector, cu scopul de a se reprezenta într-o formă simplă o anumită funcție vectorială liniară de vector.

2. Rostul afinorului la exprimarea funcției vectoriale liniare de vector

Se arată în literatură [1] că în anul 1847 Hamilton a prezentat pentru prima dată un *afinor exponențial* denumit versor, notat cu Φ_v.

Din cele ce urmează se va vedea că afinorul nu se comportă nici ca un vector, nici ca un scalar, ci ca un operator pentru înmulțire cu un vector, în care vectorul este considerat ca o variabilă independentă (de exemplu de spațiu sau de timp), cu scopul să se realizeze prin înmulțire o funcție vectorială liniară de vector într-o formă cît mai simplă și cît mai ușor de mînuit la efectuarea derivatei variabilei. O astfel de proprietate importantă a afinorului nu este relevată în mecanica teoretică, atunci cînd se cercetează mișcarea unui corp solid (nu rigid) în cazul cînd apare momentul de giratie. Nu se accentuează că momentul de giratie, prezentîndu-se ca o funcție vectorială liniară și simetrică de vectorul vitezei unghiulare, poate să fie exprimat într-o formă cît mai simplă și mai ușor de mînuit, la efectuarea derivatei, în raport cu timpul a vitezei unghiulare, folosindu-se în acest scop afinorul ca un operator pentru înmulțire cu un vector.

Ca un exemplu de funcție vectorială liniară de vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$, se formează :

$$f(\boldsymbol{r}) = \Phi\boldsymbol{r} = \{\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a} + \boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{b} + \boldsymbol{C}\cdot\boldsymbol{c}\}\,\boldsymbol{r}, \quad (2.1)$$

în care :

$$\Phi = \boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a} + \boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{b} + \boldsymbol{C}\cdot\boldsymbol{c} \quad (2.2)$$

reprezintă afinorul.

Se efectuează produsul scalar al afinorului Φ cu vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$ în forma :

$$\Phi\boldsymbol{r} = \boldsymbol{A}\,(\boldsymbol{ar}) + \boldsymbol{B}\,(\boldsymbol{br}) + \boldsymbol{C}\,(\boldsymbol{cr}), \quad (2.3)$$

în care produsele scalare : $(\boldsymbol{ar})$, $(\boldsymbol{br})$ și $(\boldsymbol{cr})$ se reprezintă în formele :

$$\begin{aligned}(\boldsymbol{ar}) &= (\boldsymbol{ai})\,(\boldsymbol{ir}) + (\boldsymbol{aj})\,(\boldsymbol{jr}) + (\boldsymbol{ak})\,(\boldsymbol{kr})\\ (\boldsymbol{br}) &= (\boldsymbol{bi})\,(\boldsymbol{ir}) + (\boldsymbol{bj})\,(\boldsymbol{jr}) + (\boldsymbol{bk})\,(\boldsymbol{kr})\\ (\boldsymbol{cr}) &= (\boldsymbol{ci})\,(\boldsymbol{ir}) + (\boldsymbol{cj})\,(\boldsymbol{jr}) + (\boldsymbol{ck})\,(\boldsymbol{kr})\end{aligned} \quad (2.4)$$

* După conferința ținută în cadrul Facultății de electrotehnică la I.P. Timișoara în 26.VI.1967, de prof. dr. doc. Plautius Andronescu.

** Dr. doc. șt. tehn. *Pl. Andronescu* este profesor la Institutul politehnic Timișoara.

$(\boldsymbol{ar})$, $(\boldsymbol{br})$, $(\boldsymbol{cr})$ sînt reprezentate ca funcții liniare de componentele lui $\boldsymbol{r}$ după i, j, k.

Cînd produsele scalare devin cunoscute, atunci cele trei relații din (2.4) devin trei ecuații în x, y, z cu : $(\boldsymbol{ir}) = x$; $(\boldsymbol{jr}) = y$; $(\boldsymbol{kr}) = z$, și se mai determină :

$$x^2 + y^2 + z^2 = r^2,$$

iar din :

$$\frac{(\boldsymbol{ir})}{r} = \cos\alpha \frac{(\boldsymbol{jr})}{r} = \cos\beta \frac{(\boldsymbol{kr})}{r} = \cos r,$$

se obțin cosinusurile directoare ale vectorului de poziție $\boldsymbol{r}$. În felul acesta vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$ devine cunoscut.

Din expresia afinorului se vede că, la efectuarea derivatei vectorului $\boldsymbol{r}$ ca funcție de timp, nu este necesar să se descompună funcția vectorială după vectorii unitari : $\boldsymbol{i}$, $\boldsymbol{j}$, $\boldsymbol{k}$.

3. Diada, element de bază al afinorului

Din expresia afinorului în forma :

$$\Phi = \boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a} + \boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{b} + \boldsymbol{C}\cdot\boldsymbol{c} \qquad (3.1)$$

se constată că el este format dintr-o sumă de trei diade, atunci cînd vectorii de stînga $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{B}$, $\boldsymbol{C}$ și vectorii de dreapta $\boldsymbol{a}$, $\boldsymbol{b}$, $\boldsymbol{c}$ sînt necoplanari.

În cazul cînd vectorii de stînga, sau cei de dreapta devin coplanari, spre exemplu :

$$\alpha\boldsymbol{A} + \beta\boldsymbol{B} = \boldsymbol{C}, \qquad (3.2)$$

afinorul Φ ia forma :

$$\Phi = \boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a} + \alpha\boldsymbol{c} + \boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{b} + \beta\boldsymbol{c}, \qquad (3.3)$$

în care apar numai două diade.

În cazul cînd vectorii de stînga sau de dreapta devin paraleli, spre exemplu :

$$\alpha\boldsymbol{A} = \beta\boldsymbol{B} = \boldsymbol{C}, \qquad (3.4)$$

afinorul Φ se reduce la o singură diadă în forma :

$$\Phi = \boldsymbol{C}\cdot\frac{\boldsymbol{a}}{\alpha} + \frac{\boldsymbol{b}}{\beta} + \boldsymbol{c}. \qquad (3.5)$$

În ce privește diada care se comportă ca un operator pentru înmulțirea cu un vector în

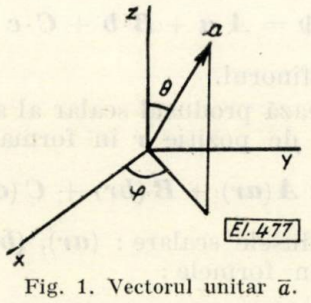


Fig. 1. Vectorul unitar $\bar{a}$.

forma $\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a}$, se constată că ea devine determinată cînd se cunosc cinci scalari. Un scalar pentru produsul valorilor numerice Aa și cîte doi scalari φ și θ pentru poziția fiecăruia din cei doi vectori unitari $\bar{A}$ și $\bar{a}$, așa cum se reprezintă în figura 1 (vectorul unitar $\bar{a}$ în sistemul de coordonate cartezian).

Din cele arătate se constată de ce diada nu este nici vector, nici scalar, ci un operator pentru

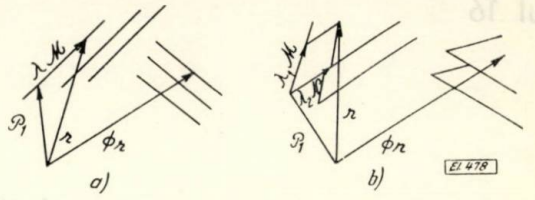


Fig. 2. Transformări afine ale spațiului :
a – drepte paralele ; b – plane paralele.

înmulțire cu un vector, care devine cunoscut cînd se dau cinci scalari.

Se mai constată că afinorul, ca operator, nu poate exista singur în cercetarea fenomenului, ci se înmulțește cu un vector pentru a se evidenția funcția vectorială liniară de vector.

4. Denumirea de afinor dată sumei celor trei diade

Se constată că prin $\Phi\boldsymbol{r}$ se realizează o transformare afină a spațiului. Drepte și plane paralele se transpun în alte drepte și plane paralele.

Din figura 2, a se constată că atunci cînd vîrful vectorului de poziție $\boldsymbol{r}$ se mișcă pe o dreaptă în forma :

$$\boldsymbol{r} = \boldsymbol{P}_1 + \lambda\boldsymbol{M}, \qquad (4.1)$$

funcția vectorială liniară $\Phi\boldsymbol{r}$ apare ca un alt vector de poziție, cu vîrful pe o altă dreaptă.

Cînd vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$ se găsește cu vîrful pe un plan ca în figura 2, b în forma :

$$\boldsymbol{r} = \boldsymbol{P}_1 + \lambda_1\boldsymbol{M} + \lambda_2\boldsymbol{N}, \qquad (4.2)$$

vîrful vectorului $\Phi\boldsymbol{r}$ se deplasează pe un alt plan.

Astfel se constată de ce i s-a dat denumirea de afinor sumei formate din cele trei diade.

5. Afinor simetric și afinor nesimetric

În general avem :

$$\Phi\boldsymbol{r} \neq \boldsymbol{r}\Phi, \qquad (5.1)$$

ceea ce arată că afinorul Φ nu este simetric.

Prin introducerea afinorului conjugat în forma :

$$\Phi_c = \boldsymbol{a}\cdot\boldsymbol{A} + \boldsymbol{b}\cdot\boldsymbol{B} + \boldsymbol{c}\cdot\boldsymbol{C}, \qquad (5.2)$$

se constată că, în general, orice afinor Φ poate fi exprimat printr-o sumă de doi afinori în forma :

$$\Phi = \frac{1}{2}\{\Phi + \Phi_c\} + \frac{1}{2}\{\Phi - \Phi_c\}, \qquad (5.3)$$

în care :

$$T = \mathrm{ts}\cdot\Phi = \frac{1}{2}\{\Phi + \Phi_c\} \qquad (5.4)$$

reprezintă un afinor simetric denumit tensor, deoarece se obține :

$$\{\Phi + \Phi_c\}\,\boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}\,\{\Phi + \Phi_c\}, \qquad (5.5)$$

iar afinorul în forma :

$$\Theta = \mathrm{ax}\cdot\Phi = \frac{1}{2}\{\Phi - \Phi_c\} \qquad (5.6)$$

poartă denumirea de axiator, pentru că înmulțit cu vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$ se comportă ca un produs vectorial de forma :

$$[\boldsymbol{M}\,\boldsymbol{N}] = -\,[\boldsymbol{N}\,\boldsymbol{M}]$$

denumit vector axial, care schimbă semnul prin schimbarea poziției vectorului $\boldsymbol{M}$ față de $\boldsymbol{N}$.

Într-adevăr se formează :

$$\begin{matrix}\{\Phi - \Phi_c\}\,\boldsymbol{r} & \Phi\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}\Phi \\ \boldsymbol{r}\{\Phi - \Phi_c\} & \boldsymbol{r}\Phi - \Phi\boldsymbol{r}\end{matrix}, \qquad (5.7)$$

de unde rezultă obținerea aceluiași vector rezultant, însă cu semn opus.

Din efectuarea operației $\frac{1}{2}\{\Phi - \Phi_c\}\,\boldsymbol{r}$ se obține :

$$\frac{1}{2}\{\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{a} + \boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{b} + \boldsymbol{C}\cdot\boldsymbol{c}\}\,\boldsymbol{r} - \frac{1}{2}\{\boldsymbol{a}\cdot\boldsymbol{A} + \boldsymbol{b}\cdot\boldsymbol{B} +$$

$$+\boldsymbol{c}\cdot\boldsymbol{C}\}\,\boldsymbol{r} = \frac{1}{2}\{\boldsymbol{A}(\boldsymbol{a}\boldsymbol{r}) - \boldsymbol{a}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{r}) + \boldsymbol{B}(\boldsymbol{b}\boldsymbol{r}) - \boldsymbol{b}(\boldsymbol{B}\boldsymbol{r}) +$$

$$+\boldsymbol{C}(\boldsymbol{c}\boldsymbol{r}) - \boldsymbol{c}(\boldsymbol{C}\boldsymbol{r})\} = \left[\boldsymbol{r}\,\frac{1}{2}\{[\boldsymbol{A}\boldsymbol{a}] + [\boldsymbol{B}\boldsymbol{b}] + [\boldsymbol{C}\boldsymbol{c}]\}\right]. \qquad (5.8)$$

Pentru a se menține poziția vectorului $\boldsymbol{r}$ la dreapta axiatorului se introduce :

$$\mathrm{ax}\cdot\Phi\boldsymbol{r} = \left[\frac{1}{2}\{[\boldsymbol{a}\boldsymbol{A}] + [\boldsymbol{b}\boldsymbol{B}] + [\boldsymbol{c}\boldsymbol{C}]\}\boldsymbol{r}\right] = [\boldsymbol{v}\boldsymbol{r}] = \underset{\sim}{\boldsymbol{v}}\boldsymbol{r}, \qquad (5.9)$$

în care :

$$\boldsymbol{v} = \frac{1}{2}\{[\boldsymbol{a}\boldsymbol{A}] + [\boldsymbol{b}\boldsymbol{B}] + [\boldsymbol{c}\boldsymbol{C}]\} \qquad (5.10)$$

poartă denumirea de vectorul afinorului, astfel că axiatorul afinorului ia forma :

$$\Theta = \mathrm{ax}\cdot\Phi = \underset{\sim}{\boldsymbol{v}}, \qquad (5.11)$$

unde Θ exprimă un operator pentru înmulțirea vectorială cu un vector, obținîndu-se un produs vectorial care exprimă un vector axial.

Prin introducerea vectorului $\boldsymbol{v}$ al unui afinor, s-a introdus și criteriul care ne arată cînd un afinor în general apare sau nu simetric. Cînd vectorul afinorului este nul, afinorul este simetric.

În general se obține :

$$\Phi = \mathrm{ts}\cdot\Phi + \mathrm{ax}\cdot\Phi\,; \qquad (5.12)$$

ts.Φ ia forma :

$$T = \mathrm{ts}\cdot\Phi = Ai\cdot i + Bj\cdot j + Ck\cdot k, \qquad (5.13)$$

în care

$$I = i\cdot i + j\cdot j + k\cdot k \qquad (5.14)$$

exprimă un tensor unitar, deoarece avem :

$$I\boldsymbol{r} = \boldsymbol{r}I = \boldsymbol{r}\,; \qquad (5.15)$$

spre exemplu afinorul Φ în forma :

$$\Phi = i\cdot\boldsymbol{X} + j\cdot\boldsymbol{Y} + k\cdot\boldsymbol{Z}, \qquad (5.16)$$

în care avem :

$$\boldsymbol{X} = x_x i + x_y j + x_z k\,; \quad \boldsymbol{Y} = y_x i + y_y j + y_z k\,;$$

$$\boldsymbol{Z} = z_x i + z_y j + Z_z k, \qquad (5.17)$$

conține vectorul afinorului $\boldsymbol{v}$ în forma :

$$\boldsymbol{v} = \frac{1}{2}\{[\boldsymbol{X}i] + [\boldsymbol{Y}j] + [\boldsymbol{Z}k]\} = \frac{1}{2}\{x_y[ji] +$$

$$+ x_z[ki] + y_x[ij] + y_z[kj] + z_x[ik] + z_y[jk]\}.$$

Cînd vectorul afinorului este nul, înseamnă că afinorul este simetric. Într-un astfel de caz, fiecare componentă a vectorului devine nulă.

Se obține :

$$\begin{aligned} x_y\,[ji] + y_x\,[ij] &= 0, \\ y_z\,[kj] + z_y\,[jk] &= 0, \\ z_x\,[ik] + x_z\,[ki] &= 0, \end{aligned}$$

de unde se deduc :

$$x_y = y_x\,;\; y_z = z_y\,;\; z_x = x_z, \qquad (5.18)$$

în cazul cînd afinorul este un tensor.

6. O primă aplicație importantă a afinorului

Cînd mecanica teoretică se va sprijini, îndeosebi, pe principiile și legile naturii, printre altele se vor pune următoarele două întrebări :

Cum se explică fenomenologic apariția creșterii vitezei unghiulare la roțile unui vehicul, atunci cînd vehiculul începe să se miște?

Cum se exprimă creșterea energiei cinetice, înmagazinată în roțile vehiculului, nu datorită creșterii vitezei de translație, ci datorită creșterii vitezei unghiulare a roților?

Pentru a răspunde la prima întrebare ne sprijinim pe legea mișcării în forma :

$$\boldsymbol{M}_c = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\boldsymbol{K}_c, \qquad (6.1)$$

în care :

$$\boldsymbol{K}_c = T_c\,\overline{\delta}_c\,\omega_c \tag{6.2}$$

reprezintă momentul de giratie ca o funcție vectorială liniară și simetrică de vectorul vitezei unghiulare :

$$\delta_c = \overline{\delta}_c\,\omega_c\,. \tag{6.3}$$

Se constată că, momentul de giratie $\boldsymbol{K}_c$ conține tensorul T_c în forma :

$$T_c = i\cdot\boldsymbol{p}_x + j\cdot\boldsymbol{p}_y + k\cdot\boldsymbol{p}_z \tag{7.4}$$

stabilit în centrul roții, în care :

$$\begin{aligned}\boldsymbol{p}_x &= \theta_x\,i + D_{xy}\,j + D_{xz}\,k\\ \boldsymbol{p}_y &= D_{yx}\,i + \theta_y\,j + D_{yz}\,k\\ \boldsymbol{p}_z &= D_{zx}\,i + D_{zy}\,j + \theta_z\,k\end{aligned} \tag{6.5}$$

momentele de inerție și de direcție, în raport cu axele x, y, z, sînt exprimate în formele : θ_x θ_y, θ_z, respectiv D_{xy}, D_{yz} D_{zx}, în care :

$$D_{xy} = D_{yx}\ldots \tag{6.6}$$

La locul de interacțiune prin contact, dintre roată și sol, sau șină, apare în momentul cînd vehiculul este tras o forță de deformație produsă de sol tangentă la roată și dirijată în sens opus mișcării vehiculului. O astfel de forță considerată ca o forță exterioară roții ne conduce la formarea momentului forței exprimat prin M_c în raport cu centrul roții.

Ca urmare, sprijinindu-ne pe legea mișcării roții, exprimată în (6.1), se constată că în timp se formează mărimea $M_c\,\mathrm{d}t$ care conduce la relația :

$$\boldsymbol{M}_c\,\mathrm{d}t = \mathrm{d}\boldsymbol{K}_c \tag{6.7}$$

cu $\mathrm{d}\boldsymbol{K}_c = T_c\,\overline{\delta}_c\,\mathrm{d}\omega_c$ pentru $\overline{\delta}_c$ constant, prin care se exprimă principiul inerției, deoarece variația momentului de giratie $\mathrm{d}\boldsymbol{K}_c$ nu poate avea loc decît numai în timp (nu instantaneu).

Puțini sînt acei care își dau seama că vehiculul cu roți devine utilizabil, numai datorită faptului că, fenomenologic, în momentul în care vehiculul începe să se miște, se formează o creștere în timp a vitezei unghiulare a roții.

Pentru a se răspunde la a doua întrebare, ne dăm seama că o creștere infinitezimală a lucrului mecanic devine egală cu o creștere infinitezimală a energiei cinetice.

Într-adevăr din :

$$\mathrm{d}A = (\boldsymbol{M}_c\,\overline{\delta}_c\,\mathrm{d}\alpha) \tag{6.8}$$

$$\overline{\delta}_c\,\mathrm{d}\alpha = \overline{\delta}_c\,\omega\,\mathrm{d}t$$

$$\boldsymbol{M}_c = \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{K}_c}{\mathrm{d}t} = T_c\,\overline{\delta}_c\,\frac{\mathrm{d}\omega_c}{\mathrm{d}t}, \tag{6.9}$$

se obține :

$$\mathrm{d}A = \overline{\delta}_c\,T_c\,\overline{\delta}_c\,\frac{\mathrm{d}\omega_c}{\mathrm{d}t}\,\mathrm{d}\alpha = \theta_\delta\,\omega_c\,\mathrm{d}\omega_c = \frac{1}{2}\,\mathrm{d}\theta\,\frac{\omega_c^2}{2} = \mathrm{d}W_c\,. \tag{6.10}$$

S-a putut înmulți scalar vectorul $T_c\,\overline{\delta}_c$ cu noul vector unitar $\overline{\delta}_c$ așezat la stînga lui, deoarece tensorul T_c este un afinor simetric.

Prin :

$$\overline{\delta}_c\,T_c\,\overline{\delta}_c = \theta_\delta \tag{6.11}$$

se exprimă momentul de inerție al roții, în raport cu axa de rotație fixată în direcția vectorului vitezei unghiulare $\overline{\delta}_c\,\omega_c$.

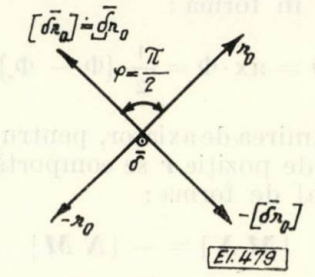


Fig. 3. Axiatorul δ.

Din (6.10) se urmărește creșterea infinitezimală a energiei cinetice a roții, datorită creșterii infinitezimale a vitezei unghiulare ω_c.

7. A doua aplicație importantă a afinorului

Hamilton a introdus în 1847 mai întîi un axiator, dedus din vectorul unitar $\overline{\delta}$.

În figura 3 se consideră vectorul unitar perpendicular pe planul hîrtiei, dirijat în sus.

Se formează axiatorii :

$$\underline{\delta},\ \underline{\delta}^2,\ \underline{\delta}^3,\ \underline{\delta}^4. \tag{7.1}$$

Din figura 3 se obține :

$$\underline{\delta}\boldsymbol{r}_0 = [\delta\boldsymbol{r}_0]$$

$$\underline{\delta}^2\boldsymbol{r}_0 = \underline{\delta}\,\underline{\delta}\boldsymbol{r}_0 = \big[\overline{\delta}\,[\delta\boldsymbol{r}_0]\big] = [\delta\boldsymbol{r}_0] - \overline{\delta}^2\boldsymbol{r}_0 = -\boldsymbol{r}_0\,,$$

de unde se deduce :

$$\underline{\delta}^2 = -1. \tag{7.2}$$

În sfîrșit se formează :

$$\underline{\delta}^3 = \underline{\delta}^2\,\underline{\delta} = -\underline{\delta}\,;\quad \underline{\delta}^4 = \underline{\delta}^2\underline{\delta}^2 = 1.$$

Pentru axiatorul $\underline{\delta}$ se obține în planul hîrtiei :

$$\underline{\delta}\,;\ \underline{\delta}^2 = -1\,;\ \underline{\delta}^3 = -\underline{\delta}\,;\ \underline{\delta}^4 = 1. \tag{7.3}$$

Se constată că în planul hîrtiei se formează pentru numărul imaginar j expresii asemănătoare cu cele din (7.3).

Avem :

$$j\,;\ j^2 = -1\,;\ j^3 = -j\,;\ j^4 = 1. \tag{7.4}$$

Hamilton a introdus în continuare afinorul exponențial în forma :

$$\Phi_v = e^{\overline{\delta}\varphi}\,; \tag{7.5}$$

pe care bineînțeles nu l-a considerat nici ca număr, nici ca vector, ci ca un operator, pentru înmulțire cu un vector, denumit versor.

Deoarece se poate forma :

$$\Phi_v = e^{\underline{\delta}\varphi} = 1 + \frac{\varphi}{1!}\underline{\delta} + \frac{\varphi^2}{2!}\underline{\delta}^2 + \frac{\varphi^3}{3!}\underline{\delta}^3 +$$

$$+ \frac{\varphi^4}{4!}\underline{\delta}^4 + \ldots = -\underline{\delta}^2\left\{1 - \frac{\varphi^2}{2!} + \frac{\varphi^4}{4!} - \frac{\varphi^6}{6!} + \ldots\right\} +$$

$$+ \underline{\delta}\left\{\frac{\varphi}{1} - \frac{\varphi^3}{3!} + \frac{\varphi^5}{5!} \ldots\right\} = -\underline{\delta}^2 \cos\varphi + \underline{\delta}\sin\varphi. \tag{7.6}$$

Se constată că (7.6) exprimă o relație asemănătoare cu formula lui Euler în forma :

$$e^{j\varphi} = -j^2\cos\varphi + j\sin\varphi. \tag{7.7}$$

Din moment ce versorul Φ_v ca operator, pentru înmulțire cu vectorul de poziție $\boldsymbol{r}$ ne dă în planul perpendicular pe vectorul $\underline{\delta}$ tot un vector $\boldsymbol{r}$ însă rotit cu unghiul φ, evidențiat în operator, iar pe de altă parte, dat fiind că expresiile :

$$\underline{\delta}\,;\underline{\delta}^2 = -1\;\;;\underline{\delta}^3 = -\underline{\delta};\;\; \underline{\delta}^4 = 1 \tag{7.8}$$

reprezintă însuși operatorul $e^{\underline{\delta}\varphi}$ pentru următoarele valori date arcului φ :

$$\varphi = \frac{\pi}{2};\quad \varphi = 2\frac{\pi}{2};\quad \varphi = 3\frac{\pi}{2};\quad \varphi = 4\frac{\pi}{2} \tag{7.9}$$

înseamnă că de acum 120 de ani s-ar fi putut trage concluzia că, formula lui Euler în forma $e^{j\varphi}$ trebuia să fi căpătat denumirea cea justă de *operatorul lui Euler*, care însă nu operează o înmulțire cu un vector, ca versorul, ci operează o înmulțire cu un număr.

Totuși trebuie să se țină seamă că prin înmulțirea operatorului lui Euler cu un număr a pozitiv (modul), nu ne dă ca rezultat tot un număr, ci un *număr poziționat* (complex), deoarece în originea segmentului de dreaptă rotit cu unghiul φ se va considera numărul poziționat egal cu zero.

Este important să tragem concluzia că denumirea de operator dată formulei lui Euler $e^{j\varphi}$ se sprijină numai pe existența afinorului exponențial a lui Hamilton, denumit versor, cu condiția ca înmulțirea operatorului să nu se facă cu un vector, ci cu un număr.

Deoarece nu se poate înmulți versorul cu un număr, dat fiind că axiatorul $\underline{\delta}$ nu suportă înmulțirea cu un număr, a fost necesar să se înlocuiască axiatorul $\underline{\delta}$ prin simbolul j pentru a se exprima operatorulului Euler.

Se constată că și operatorul lui Euler se poate exprima în formele :

$$j\,;\, j^2 = -1\,;\, j^3 = -j\,;\, j^4 = 1, \tag{7.10}$$

pentru :

$$\varphi = \frac{\pi}{2};\quad 2\frac{\pi}{2};\quad 3\frac{\pi}{2};\quad 4\frac{\pi}{2}. \tag{7.11}$$

Cu totul întîmplător, atunci cînd s-a pus problema exprimării rădăcinii pătrate a unui număr negativ, care nu poate fi exprimat printr-un număr real, în forma :

$$\sqrt{-5} = \sqrt{-1}\,\sqrt{5} = j\,\sqrt{5}, \tag{7.12}$$

în care, prin definiție, s-a introdus $j = \sqrt{-1}$, deci : $j^2 = -1$ cu denumirea de număr imaginar pentru j, se constată acum că, pe timpul acela nu se știa că j, j^2 realmente pot exprima anumite forme de reprezentare ale operatorului $e^{j\varphi}$, deoarece formula lui Euler nu era cunoscută.

Astăzi, cînd ne putem da seama că, operatorul $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$ este dedus din operatorul lui Hamilton în forma $\underline{\delta} = e^{\underline{\delta}\frac{\pi}{2}}$, este timpul să nu se mai considere j ca un număr imaginar, ci ca un operator care operează înmulțirea cu un număr pentru a se obține un număr poziționat sau complex, rotit cu $\frac{\pi}{2}$ față de segmentul de dreaptă stabilit pentru φ egal cu zero.

Este o greșeală a se pretinde astăzi ca vectorul unitar să capete o denumire specială de versor. Nu există nici o mărime a cărei unitate să primească o altă denumire decît aceea pe care o are mărimea însăși.

Se recomandă așadar ca denumirea de versor să rămînă consacrată numai operatorului lui Hamilton.

8. Afinorul rotațional

Este recomandabil să se anexeze la versorul lui Hamilton și afinorul rotațional, introdus în 1922 de Spielrein menționat în § 2, în forma :

$$\Pi = e^{\wedge\varphi}, \tag{8.1}$$

în care operatorul $\wedge$ exprimă un tensor în forma :

$$\wedge = i\cdot j + j\cdot i. \tag{8.2}$$

Afinorul rotațional este folosit la efectuarea unei rotații hiperbolice a spațiului.

Dat fiind că avem :

$$\wedge^2 = \{i\cdot j + j\cdot i\}\,\{i\cdot j + j\cdot i\} = i\cdot i + j\cdot j = I, \tag{8.3}$$

apoi :

$$\wedge^3 = i\cdot j + j\cdot i = \wedge\;;\quad \wedge^4 = I, \tag{8.4}$$

rezultă că operatorul rotațional ia forma :

$$\Pi = e^{\wedge\varphi} = 1 + \frac{\varphi}{1!}\wedge + \frac{\varphi^2}{2!}\wedge^2 + \frac{\varphi^3}{3!}\wedge + \frac{\varphi^4}{4!}\wedge^4 +$$

$$+ \ldots = 1 + I\left\{\frac{\varphi^2}{2!} + \frac{\varphi^4}{4!} + \frac{\varphi^6}{6!} + \ldots\right\} + \wedge\left\{\frac{\varphi}{1!} +\right.$$

$$\left. + \frac{\varphi^3}{3!} + \frac{\varphi^5}{5!} + \ldots\right\} = 1 + I(\mathrm{ch}\,\varphi - 1) + \wedge\,\mathrm{sh}\,\varphi, \tag{8.5}$$

în care avem :

$$\{1 - I\}\, \boldsymbol{r}_0 = \boldsymbol{r}_0 - \boldsymbol{r}_0 = 0. \tag{8.6}$$

Ca urmare afinorul rotațional se reprezintă în forma :

$$\Pi = e^{\wedge\varphi} = I \operatorname{ch} \varphi + \wedge \operatorname{sh} \varphi. \tag{8.7}$$

Ținîndu-se seamă că, la hiperbola echilaterală din figura 4, se obține :

$$\begin{aligned} x_h + y_h &= e^{\varphi} \\ x_h - y_h &= e^{-\varphi}, \end{aligned} \tag{8.8}$$

în care :

$$x_h = \frac{x}{a}; \quad y_h = \frac{y}{a}, \tag{8.9}$$

reprezintă măsurile catetelor triunghiului dreptunghic din figură, iar 2φ, măsura suprafeței haşurate măsurată cu a^2 ca unitate, din figura 4, se obține :

$$\begin{aligned} x_h &= \frac{1}{2}(e^{\varphi} + e^{-\varphi}) = \operatorname{ch} \varphi \\ y_h &= \frac{1}{2}(e^{\varphi} - e^{-\varphi}) = \operatorname{sh} \varphi \\ \operatorname{ch}^2 \varphi - \operatorname{sh}^2 \varphi &= 1 = \frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{a^2}, \end{aligned} \tag{8.10}$$

în care :

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{y^2}{a^2} = 1$$

reprezintă ecuația hiperbolei echilaterale.

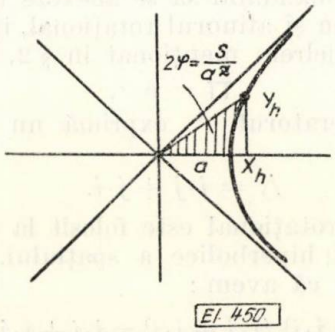


Fig. 4. Hiperbola echilateră.

În cele ce urmează se arată cum relațiile de transformare ale lui Lorentz corespund unei rotații hiperbolice a spațiului.

Din :

$$\Pi \boldsymbol{r} = e^{\wedge\varphi} \boldsymbol{r} = [\{i \cdot i + j \cdot j\} \operatorname{ch} \varphi + \{i \cdot j + j \cdot i\} \operatorname{sh} \varphi]\, r, \tag{8.11}$$

în care :

$$\boldsymbol{r} = \alpha i + \gamma j, \tag{8.12}$$

rezultă :

$$\Pi \boldsymbol{r} = i(\alpha \operatorname{ch} \varphi + \gamma \operatorname{sh} \varphi) + j(\gamma \operatorname{ch} \varphi + \alpha \operatorname{sh} \varphi) \tag{8.13}$$

se introduc :

$$\begin{aligned} \operatorname{ch} \varphi &= \frac{x}{a}; \quad \operatorname{sh} \varphi = \frac{v_{u0} t}{a}; \quad \alpha = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}; \\ \gamma &= -\frac{v}{v_{u0}} \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}, \end{aligned} \tag{8.14}$$

în care v_{u0} reprezintă viteza luminii și

$$\beta = \frac{v}{v_{u0}}. \tag{8.15}$$

Ca urmare Πr din (8.13) devine :

$$\Pi \boldsymbol{r} = i \frac{1}{a\sqrt{1-\beta^2}}(x - vt) + j \frac{v_{u0}}{a\sqrt{1-\beta^2}} \left(t - \frac{v}{v_{u0}^2} x\right), \tag{8.16}$$

din care se deduc relațiile de transformare ale lui Lorentz în formele :

$$x' = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}(x - vt); \; t' = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} \left(t - \frac{v}{v_{u0}^2} x\right). \tag{8.17}$$

În cazul cînd se introduc :

$$\begin{aligned} \operatorname{ch} \varphi &= \frac{x'}{a}; \quad \operatorname{sh} \varphi = \frac{v_{u0} t'}{a}; \quad \alpha = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}; \\ \gamma &= \frac{v}{v_{u0}} \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}, \end{aligned} \tag{1.18}$$

se va obține :

$$\Pi \boldsymbol{r} = i \frac{1}{a\sqrt{1-\beta^2}}(x' + vt') + j \frac{v_{u0}}{a\sqrt{1-\beta^2}} \left(t' + \frac{v}{v_{u0}^2} x'\right), \tag{8.19}$$

din care se deduc relațiile de transformare ale lui Lorentz în formele :

$$x = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}}(x' + vt'); \; t = \frac{1}{\sqrt{1-\beta^2}} \left(t' + \frac{v}{v_{u0}^2} x'\right). \tag{8.20}$$

Din cele de mai sus se constată că relațiile de transformare ale lui Lorentz corespund unei rotații hiperbolice a spațiului, deduse de către Spielrein, cu ajutorul operatorului rotațional.

Cu această ocazie se face următoarea remarcă : S-a încercat în literatură să se prezinte a patra dimensiune a spațiului, exprimat în formă complexă prin $j v_{u0} t$ cu scopul să se realizeze o legătură a relației :

$$x^2 + y^2 + z^2 = r^2, \tag{8.21}$$

cu expresia timpului în forma :

$$r^2 + (j v_{u0} t)^2 = r^2 - v_{u0}^2 t^2 = r^2\, v_{u0}^2 t'^2, \tag{8.22}$$

considerată ca o invariantă, fără se se țină seamă de existența operatorului :

$$e^{j\varphi} = (\cos \varphi + j \sin \varphi), \tag{8.23}$$

care ridicat la pătrat dă :

$$e^{j2\varphi} = (\cos\varphi + j\sin\varphi)^2. \quad (8.24)$$

În consecință nu poate fi transpus într-o relație de forma : $\cos^2 y - \sin^2\varphi$ ca o invariantă.

Nu se poate înțelege de ce nu s-a folosit hiperbola echilaterală care satisface pe deplin relația :

$$x^2 - v_{u0}^2 t^2 = l^2, \quad (8.25)$$

în care l apare ca o invariantă, deoarece avem :

$$\text{ch}\,\varphi = \frac{x}{a}; \quad \text{sh}\,\varphi = \frac{v_{u0}t}{a} \quad (8.26)$$

și în consecință se obține :

$$\frac{x^2}{a^2} - \frac{v_{u0}^2 t^2}{a^2} = 1, \quad (8.27)$$

ceea ce ne arată că în mod firesc apare :

$$x^2 - v_{u0}^2 t^2 = a^2 \quad (8.28)$$

ca o invariantă.

Concluzie

Oricine citește o lucrare științifică ar dori ca mintea să i se lumineze în așa fel încît să poată să exprime clar, nu ceea ce știe din ceea ce a citit, căci aceasta este totdeauna posibil, ci ceea ce realmente ar fi trebuit să priceapă din ceea ce a citit, ceea ce este foarte greu.

Reușita este asigurată numai în cazul cînd metoda de investigație, în cercetarea fenomenului se sprijină pe principiile și legile naturii.

În felul acesta se poate înțelege deosebita importanță ce o prezintă folosirea matematicii în cercetarea fenomenului, deoarece nu comportă sprijinirea pe modele de fenomene abstractizate, care formează, la ora actuală, obstacolul cel mai de temut în calea pătrunderii în tainele naturii.

Matematica într-adevăr luminează calea raționamentului, însă poate și orbi, dacă nu există posibilitatea de-a face ca matematica să lumineze calea raționamentului prin prisma principiilor și a legilor naturii.

Trebuie să ajungem în situația să putem a ne da seama, în ce măsură principiile și legile introduse de către oameni pot fi sau nu privite ca principii și legi ale naturii.

Bibliografie

[1] *Spielrein, J.* Vektorrechnung. II Aufl. Stuttgart, Verlag Wittwer 192e.

Intrat în redacție la 13. VIII. 1968

Nivelul și căile de creștere ale siguranței în funcționare la produsele și echipamentele electrotehnice

Dumitru F. Lăzăroiu* — București

CZ 621.312.004.6

Într-un articol precedent [1], s-a prezentat modul în care se aplică noțiunile de bază ale teoriei siguranței în funcționare la produsele și echipamentele electrotehnice, arătînd totodată stadiul atins în acest domeniu, pe plan mondial.

Ne propunem să abordăm, în continuare, cauzele concrete care determină nivelul siguranței în funcționare la principalele produse electrotehnice, cum și mijloacele de îmbunătățire a parametrilor care definesc siguranța în funcționare.

Mașini electrice rotative

Siguranța în funcționare a mașinilor electrice rotative a fost mai larg dezbătută în ultimul timp, în special datorită marii răspîndiri a acestora, într-o gamă largă de parametri, în numeroase scopuri industriale, cît și mai ales faptului că avînd părți în mișcare de rotație, frecvența refuzurilor este mai importantă decît la alte echipamente electrotehnice [2].

După unii autori [3], siguranța în funcționare $P(t)$ la mașinile electrice rotative nu urmează legea exponențială a distribuției căderilor, conform (13) din [1], prezentînd o variație ca în figura 1. Relația (13) din [1] permite calculul corect al siguranței în funcționare numai pentru acele produse, a căror probabilitate de defectare nu depinde practic de timpul cît au funcționat, respectiv care nu se uzează și nu îmbătrînesc relativ repede în exploatare. Pe de altă parte, relația (13) se justifică pentru cazul cînd durata medie de funcționare între refuzuri sau reparații profilactice t_m este mult mai mică decît durata de funcționare a produsului după uzură, ceea ce nu este cazul, în special la motorul asincron, unde parametrii $P(t)$ și t_m depind de uzura celui mai slab element — bobinajul, rulmenții etc., conform (18) din [1].

* Conf. ing. *D. F. Lăzăroiu* este directorul Institutului de cercetare și proiectare pentru industria electrotehnică.

Cele de mai sus sînt oglindite prin ridicările concrete [4] pentru motoarele asincrone de macara tip MTB63—10, conform figurii 2.

Variația $\lambda(t)$ este prezentată în figura 3, unde t_c corespunde cu punctul respectiv din figura 1, care reprezintă începutul brusc al

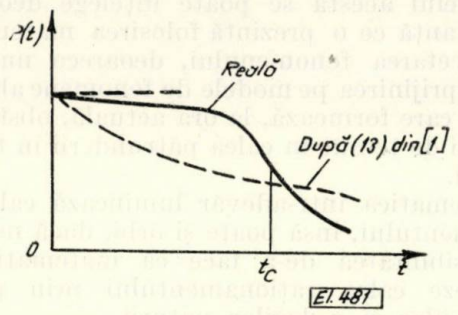


Fig. 1. Siguranța în funcționare la mașinile electrice rotative.

uzurii. Relația (13) din [1] rămîne totuși valabilă pentru totalitatea mașinilor electrice aflate în exploatare (întregul parc) [5].

Porțiunea $0—t_1$ are loc nu după linia punctată (teoretică), ci după linia continuă, determinată de legea de repartiție Poisson, reflectînd defectele de producție nedepistate la control. Porțiunea $0—t_2$, cu variație exponențială, corespunde duratei de viață garantată a produsului. Porțiunea $t_2—t_3$ este determinată de legea de repartiție gaussiană, corespunzătoare fenomenelor de uzură, astfel încît pînă la variația bruscă a intensității căderilor $\lambda(t)$ se poate considera zona $0—t_c$ drept durata medie de serviciu.

Deși locul cel mai slab al mașinilor electrice este în general izolația, iar la mașinile asincrone înfășurarea statorică reprezintă sursa cu ponderea cea mai ridicată în totalul refuzurilor, cauza defectelor de izolație nu este totdeauna depășirea generală sau locală a limitelor de temperatură admise la clasa de izolație respectivă. În numeroase cazuri sînt de vină calitatea

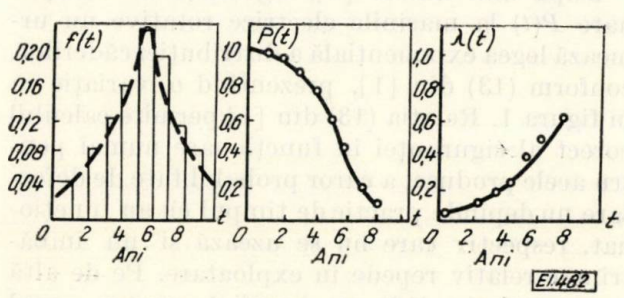


Fig. 2. Siguranța în funcționare pentru motoarele tip MTB63—10.

izolației (a emailului în mod deosebit), calitatea impregnării, tehnologia înfășurării și factorul de umplere al crestăturii. Rulmenții sînt de asemenea un loc slab al mașini (λ pînă la $5{,}5 \cdot 10^{-6}$ oră$^{-1}$) și produc, ca și echilibrarea nesatisfăcătoare, vibrații ale mașinii care distrug izolația. Uneori nu se utilizează corect mașinile, în sensul că sînt exploatate mașini neprotejate, față de condițiile specifice de mediu (T, F etc.). Este necesară trecerea la construcții închise sau capsulate, altfel pulberile industriale contribuie la scoaterea prematură din funcțiune a mașinii. Astfel, în atelierele prelucrătoare, unde există praf de fontă, sau în filaturi cu atomosferă de scame, căderile de motoare asincrone necapsulate pot crește de șapte ori, în raport cu construcția capsulată. Lipsa protecției termice, în comparație cu protecția prin fuzibile, contribuie cu o creștere de 2,2 ori a defectelor la motoare.

Materialele izolante trebuie să prezinte conductivități termice tot mai bune, iar viteza de creștere a temperaturii bobinajelor statorice, cu rotorul frînat, trebuie limitată spre valori mai reduse (3—7°C/s).

Măsurile pentru a crea prin proiectare o rezervă ridicată de temperatură, inclusiv prin trecerea la clase superioare de izolație, trebuie luate numai în cazurile la care este necesară o siguranță în funcționare foarte ridicată; altfel costurile cresc în mod nejustificat. Se remarcă însă renunțarea generală la clasa A și trecerea

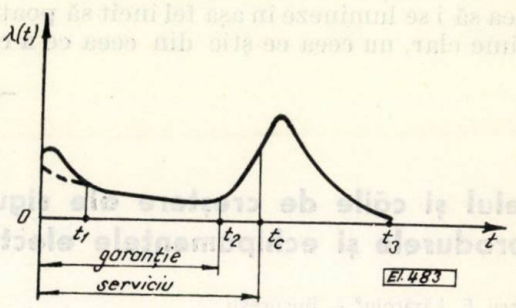


Fig. 3. Intensitatea căderilor la mașinile electrice rotative.

la clase superioare, materialele respective comportîndu-se mai bine și din alte puncte de vedere.

De asemenea, nu trebuie pierdute din vedere cauzele mecanice ale defecțiunilor [6].

O importanță mare o prezintă și programul de încercări, inclusiv alegerea valorilor parametrilor, în special pentru rezistența de izolație și tensiunea de străpungere. Astfel, diferența de mărime a rigidității dielectrice reale a izolației diferitelor mașini (raport 1 : 4) este echivalentă, în ceea ce privește durata de serviciu, cu diferența a două clase de izolație (A și B) [7].

Cele de mai sus sînt oglindite în statistică. După experiența U.R.S.S. [8], mașinile defecte se repartizează după puteri: pînă la 10 kW — 59%, de la 10 la 250 kW — 39%, peste 250 kW — 2%. După sediul defectului, la mașini fără colector: bobinajele statorului — 91%, bobinajele rotorului — 6,7%, rulmenții — 1,3%, alte elemente mecanice — 1%; la mașini cu

colector*) : bobinajele indusului — 64%; înfășurările de excitație — 16,3%, colectoarele — 9,1%, rulmenții — 1,2%, alte elemente mecanice — 9,2%; la alternatoare: bobinajele statorului — 57%, bobinajele rotorului — 21%,

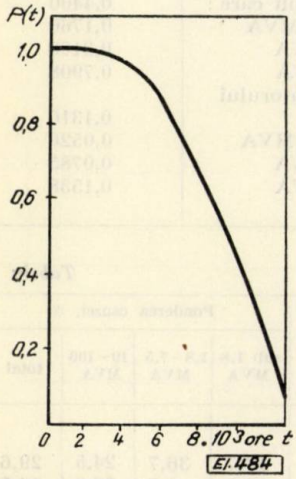


Fig. 4. Siguranța în funcționare pe motoretă a izolației între spire, în funcție de timpul de îmbătrînire, la $T = 130°C$.

bobinajele excitatoarei — 16%, alte surse — 6%; la motoarele de înaltă tensiune: bobinajele statorului — 78%, bobinajele rotorului — 10%, rulmenții și împănarea rotorului — 9%, alte surse — 3%**).

Datorită deservirii incorecte s-au defectat 30 — 32% din motoare, iar datorită defectelor de fabricație 25 — 37,5%. După tipul industriei: construcții 50%, extracție minieră 30%, construcții de mașini 20%, siderurgie 13%, chimie 9%; în medie 20% pe an, deci $t_m = 5$ (relațiile (12) și (13) din [1]), sau pentru $t = 5$ ani, $P(t) = 0,37$, adică foarte puțin [9].

Cunoașterea siguranței în funcționare pentru fiecare element component al mașinii este deosebit de importantă, deoarece chiar pentru 100 repere, avînd fiecare $P_K(t) = 0,99$, siguranța totală are numai valoarea $P(t) = 0,99^{100} = 0,366$. Și trebuie să se țină seamă că un alternator de 100 MVA are aproape un milion de repere [10]. Încercările se pot face atît pe mașini, cît și pe machete. Astfel, pentru o motoretă cu conductoare acoperite cu email tereftalic, impregnate cu lac poliester acrilic, s-a determinat, conform figurii 4, siguranța în funcționare a izolației dintre spire, din punctul de vedere al străpungerii, în funcție de timpul de îmbătrînire, temperatura fiind constantă și egală cu 130°C [11]. Experiența a arătat că cu cît izolația face parte dintr-o clasă mai ridicată, deși se mărește corespunzător limita de temperatură, siguranța $P(t)$ crește. Astfel, motoarele asincrone miniere, a căror înfășurare statorică se îmbracă într-o cămașă turnată din rășină epoxidică, își sporesc durata de viață de 9 — 10 ori în comparație cu mașinile obișnuite, iar prețul de cost se majorează numai cu 15 — 20% [12].

La mașinile de curent continuu o importanță deosebită prezintă fenomenele de comutație în determinarea siguranței în funcționare. Astfel, pentru motoare de tracțiune pentru locomotive electrice, s-a determinat [13], la un parcurs de 400 000 km (pînă la reparația medie a motoarelor) $P(t) = 0,6$, în care a revenit pentru: comutare — 0,71; portperii — 0,921; colector — 0,945; înfășurări — 0,971. După 500 000 km parcurși, siguranța de funcționare se prezintă, pentru motoarele de tracțiune ale locomotivelor electrice, conform tabelei 1 [14].

Tabela 1

Subansamblul motorului de tracțiune	Siguranța $P(t)_k$	Proporția căderilor f, %	Observații
Bobinele polilor principali	0,976	5,8	
Bobinele polilor auxiliari	0,972	6,8	
Legăturile între bobine și cabluri	0,966	8,2	
Portperiile	0,996	1,0	
Carcasa și scuturile	0,988	2,9	
Izolația înfășurărilor indusului	0,85	36,4	42% după 900 000 km
Steguleţele colectorului	0,943	13,9	
Bandajele înfășurării indusului	0,977	5,6	
Izolația dintre spire	0,97	7,3	
Izolația colectorului	0,99	2,4	
Arborele motorului	0,99	2,4	
Lagărele	0,97	7,3	

Pentru mașinile electrice utilizate în automatizări [15], este necesar ca proporția căderilor treptate să fie mult mai mare (95 — 98%)

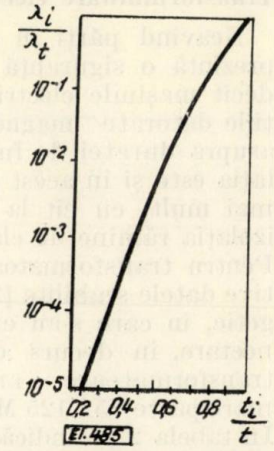


Fig. 5. Variația intensității căderilor, în funcție de durata de serviciu, în automatizări.

decît pentru cele bruște (5 — 2%). Conform figurii 5, pentru astfel de cazuri este caracteristică variația rapoartelor $\lambda_i/\lambda_{tot} = f(t_i/t)$, unde durata de serviciu t se ia egală cu perioada

*) La mașini cu colector, cu regim greu de funcționare (regim intermitent, la acționarea blumingurilor), ponderea este următoarea: bobinajele indusului — 5,5... 33,3%, înfășurările polilor — 7,2... 11%, colectoarele — 44,3... 61,4%, alte cauze mecanice — 5,3... 39,2% [4].

**) Procentajele se referă la totalul mașinilor aflate în exploatare, unde cele de puteri mici sînt mai numeroase, ceea ce explică ponderea mai redusă pentru mașinile de puteri mari.

de garanție. Intensitatea căderilor rezultă de 30 — 35 ori mai redusă la $t_i = t/2$ față de $t_i = t$.

Pentru echipamentul avioanelor se necesită prevederea unui timp mediu între avarii de $10^5 ... 10^6$ ore de zbor [16] cu $\lambda_{avarie} = 1 \cdot 10^{-6}$ oră$^{-1}$ și siguranța de funcționare minimă pentru 10 ore de zbor $P(t)_{min} = 0{,}99999$. Se poate calcula că pentru diferite mașini și aparate electrice de la bordul avionului (generator, regulator etc.), $P(t)_{avarie} = 0{,}999966$ pentru cazul cu două motoare și $P(t)_{avarie} = 0{,}9999984$ pentru cazul cu patru motoare [17].

În cazul mașinilor mari, de tipul alternatoarelor, siguranța de funcționare intrinsecă este ridicată, la nivelul actual al tehnicii. Păstrarea acesteia în limite corespunzătoare este legată de verificări atente profilactice (de exemplu, strîngerea capetelor de bobină) la fiecare 1...3 ani de funcționare, în afară de întreținerea curentă, ceea ce poate face să se evite orice cădere de timp de cîțiva ani. Conform [1] (fig. 3), perioada o-t_1 este de ordinul a 0,6...2 ani, t_2 de ordinul 10 ani și t_3 de ordinul 30 ani [10].

Unele cercetări [18] arată că turboalternatoarele de 200 MW prezintă o intensitate a căderilor $\lambda = 31{,}5 ... 70 \cdot 10^{-6}$ oră$^{-1}$, cu posibilitatea de scădere în cazul unei întrețineri corespunzătoare, care poate preveni defectele. Făcîndu-se calculul economic în funcție de costul pe kWh al întreruperii în furnizarea de energie electrică, se ajunge, de exemplu, la concluzia că rebobinarea unui alternator se justifică după 25 ani de funcționare. Dacă însă posibilitatea unei avarii de natură a periclita siguranța personalului depășește 0,001, atunci măsurile de îndepărtare a acestui pericol se iau imediat, indiferent de rezultatul calculului economic. Din acest punct de vedere, organizarea unui program strict de încercări este hotărîtoare [19].

Transformatoare electrice

Neavînd părți în rotație, transformatoarele prezintă o siguranță în funcționare mai mare decît mașinile electrice rotative. Totuși vibrațiile datorate magnetostricțiunii influențează asupra duratei de funcționare a izolației. Izolația este și în acest caz un punct slab, cu atît mai mult, cu cît la transformatoarele în ulei izolația rămîne de clasă A (ulei, hîrtie, email). Pentru transformatoarele de forță, sînt sugestive datele stabilite [20] pentru un sistem energetic, în care s-au examinat cazurile de deconectare, în decurs de 10 ani, pentru 2800 transformatoare × ani, de puteri, în cea mai mare parte 75...125 MVA și tensiuni 35...220 kV. În tabela 2 se indică numărul mediu de căderi la 100 transformatoare pe an, din care se vede că sînt mai afectate puterile mari.

Cauzele deconectărilor sînt prezentate în tabela 3.

Tabela 2

Indicatorul	Numărul mediu de căderi la 100 transformatoare pe an
Defectarea sistemului de conectare a tensiunii transformatorului, din care :	0,4400
pentru puteri pînă la 1,8 MVA	0,1760
pentru puteri 1,8—7,5 MVA	0,3100
pentru puteri 10—100 MVA	0,7908
Defectare a însuși transformatorului (înfășurării), din care :	0,1310
pentru puteri pînă la 1,8 MVA	0,0520
pentru puteri 1,8—7,5 MVA	0,0785
pentru puteri 10—100 MVA	0,1538

Tabela 3

Cauza deconectării	Ponderea cauzei, %			
	sub 1,8 MVA	1,8—7,5 MVA	10—100 MVA	total
Deteriorarea a însuși transformatorului	43,7	36,7	24,5	29,6
Defect pe barele exterioare	12,5	6,7	36,0	26,5
Funcționare falsă a protecției	37,5	46,6	20,9	28,8
Pierderi de ulei	6,3	10,0	5,8	6,8
Manevre greșite ale personalului	0	0	12,8	8,3

Tabela 4

Cauza defectării	Ponderea cauzei, %			
	sub 1,8 MVA	1,8—7,5 MVA	10—100 MVA	total
Deteriorarea izolației exterioare	0	7,1	4,2	4,3
Deteriorarea izolației principale	62,5	0	4,2	13,0
Deterioarea izolației longitudinale	25,0	7,1	12,5	13,0
Deterioarea conexiunilor	0	14,3	8,3	8,7
Deteriorarea comutatoarelor	0	14,3	8,3	8,7
Lipsa de stabilitate dinamică	12,5	28,6	50,0	37,0
Alte cazuri	0	28,6	12,5	15,3

Cauzele defectării transformatoarelor se prezintă în tabela 4, din care rezultă ponderea mare a izolației și mai puțin a comutatoarelor.

Curba de frecvență a defectelor prezintă un maximum în perioada iunie-august, ca urmare a supratensiunilor atmosferice, ceea ce era de așteptat. În cursul unei zile, acest maxim este cuprins între orele 12 și 22. Siguranța în funcționare medie (anuală) a transformatorului este $P(t) = 0{,}9846$, variind între 0,99174 în sezonul fără furtuni și 0,9653 în cel cu furtuni.

Măsurile de creștere a siguranței în funcționare a transformatoarelor constau atît într-o tehnologie corectă (în special pentru miez, tratarea izolației și etanșarea uleiului), cît și

printr-un program sever de încercări profilactice și o protecție adecvată.

În cazul transformatoarelor de măsură, de înaltă tensiune, părțile slabe sînt, de asemenea, izolația, hîrtia și uleiul [21]. Rezistența la străpungere a hîrtiei umidificate și îmbătrînite scade de la 400 kV/cm sub 100 kV/cm, de unde necesitatea unei perfecte etanșări față de mediul ambiant. Transformatoarele turnate în rășini prezintă o siguranță în funcționare sporită, cu o bună rezistență la încercările parțiale. Rezultate bune se obțin și în cazul transformatoarelor uscate cu SF_6. Programul încercărilor este hotărîtor în asigurarea unei siguranțe corespunzătoare.

Transformatoarele utilizate în circuite electronice, de joasă tensiune și puteri de ordinul zecilor de VA, prezintă o intensitate a căderilor λ în limitele $(0{,}02...1)\cdot 10^{-6}$, după construcție și destinație, conform tabelei 1 din [1].

Pentru larg consum, λ crește pînă la $2\cdot 10^{-6}$ și chiar mai mult (pentru transformatoarele de înaltă tensiune din televizoare). În comparație cu componentele electronice, siguranța în funcționare este redusă. Îmbunătățirea izolației și a proceselor de bobinaj, turnarea în rășini și un program sever de încercări (sarcină cu tensiune 1 500 V timp de un minut, cu un ciclu de probe de căldură uscată, vibrații, frig și umiditate), asigură obținerea unor bune rezultate.

Aparate electrice

Siguranța în funcționare a aparatelor electrice, exprimată prin parametrul λ, este dată valoric în tabela 1 din [1]. Intensitatea defectelor crește la aparatele de înaltă tensiune și la cele a căror mecanică este complexă. Prin elementele constructive, care reprezintă sursa principală de defecte, se enumeră izolatoarele de porțelan (în special pentru armările defectuoase), cilindrii izolanți, contactele, camerele de stingere, lipsa de accesibilitate (la panouri), bobinele electromagneților, legăturile electrice etc. [22]. Ca și în cazul transformatoarelor de înaltă tensiune, măsurile de îmbunătățire constau în îmbunătățirea tehnologiei și a izolanților folosiți (camere de stingere ceramice, cilindrii din stratificate cu rășini epoxidice și țesătură de sticlă, ulei tratat corespunzător), în studierea corespunzătoare a mecanismelor și a fenomenului de arc, în programul de încercări corespunzător. O atenție deosebită trebuie acordată comportării izolatoarelor în medii poluate, pentru care se necesită încercări speciale și o reproiectare constructivă [23]. De asemenea, trebuie acordată toată grija siguranței în funcționare a contactelor [2], [24], în vederea obținerii unui număr ridicat de anclanșări-declanșări. În joasă tensiune se poate obține $\lambda = 0{,}1\cdot 10^{-6}$ oră$^{-1}$. La contactoare se poate ajunge pînă la aplicarea principiului dublării contactelor, separat de sistemul de rezervare [25].

În cazul schemelor de automatizare [2], se impune de cele mai multe ori, sub o formă sau alta, aplicarea sistemului de rezervare (redondanță).

Verificarea siguranței în funcționare

Încercările produselor electrotehnice, stabilite prin standarde și norme, au drept scop să asigure verificarea siguranței în funcționare, sub forma unor teste de fiabilitate, care să reproducă într-un timp scurt, prin solicitări brutale, solicitările bruște sau mai lente, dar de lungă durată în funcționare reală a acestora. Programele de încercări [2] s-au amplificat în ultimii 10 — 20 de ani, ca de exemplu : încercările climatice (în camere climatice) și de robustețe mecanică (la vibrații și șocuri mecanice), la supraturații și suprasarcini [26], [27], la supratensiuni și șocuri de tensiune (încercarea la undă plină și tăiată a transformatoarelor etc.), la șocuri termice etc. Este însă necesară o continuă urmărire statistică a corespondenței dintre solicitările naturale și cele de laborator, atît prin prisma unor efecte echivalente, cît și prin aceea economică, dat fiind că încercările produselor electrotehnice sînt foarte scumpe. Unele încercări, cum sînt cele climatice, trebuie realizate și în stații cu climat natural, pe durate lungi de timp, cu acumulări statistice. Totuși nu există standarde sau norme, care să oblige pe producători să livreze produse cu o siguranță în funcționare impusă.

Cercetările care au loc în prezent în țările industriale au condus la unele rezultate, deși nu complete, la impunerea unor parametri și a unor metode de încercare, privind siguranța în funcționare, numai la componenți și unele produse electronice.

În acest domeniu se impune un program vast de încercări, care să cuprindă perioade lungi de timp și cantități mari de produse, pentru a putea obține date statistice raționale [17]. Echipe de specialiști trebuie să se dedice exclusiv acestei activități, în uzinele și în institutele producătorului, cum și la beneficiari, într-o rețea coordonată.

Aspectele economice ale siguranței în funcționare a produselor electrotehnice

Siguranța în funcționare mai ridicată a unui produs înseamnă, în primul rînd, o durată de funcționare mai mare a acestora, care se exprimă printr-o economie de noi investiții și de cheltuieli de exploatare (deși uneori exploatarea se complică) [2]. Economia națională este profund interesată din acest punct de vedere. Creșterea costurilor de producție, pentru sporirea gradului de siguranță în funcționare, este

acoperită de economiile ce se realizează [28]. Dacă atingerea unor parametri ridicați de siguranță impune creșterea costurilor de producție a produselor electrotehnice de 1,15 — 4 ori, economia obținută în exploatare este în medie de patru ori mai mare decît costurile suplimentare de producție [5].

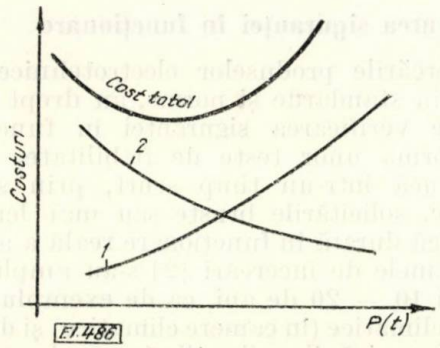


Fig. 6. Costograma cheltuielilor dependente de siguranța în funcționare:

a — în fabricație: *1* — costurile controlului tehnic; *2* — costurile rebuturilor; *b* — fabricație + exploatare: *1* — costurile uzinale; *2* — costurile în exploatare.

Astfel, pentru motoarele asincrone, la o creștere a duratei între două reparații capitale cu 25% (de la 5,6 la 7 ani), rezultă o creștere a costurilor de fabricație cu 6%, dar economii efective în exploatare mai mari cu 32%; creșterea de la 5,6 la 10 ani conduce la o sporire a costurilor de fabricație cu 15%, prin aplicarea relațiilor din [29]. Este sugestivă situația produselor electronice, la care cheltuielile anuale pentru reparații reprezintă față de costul inițial: 5 — 15% la aparatele de radio și televizoare de uz curent, 10 — 15% la aparatele menajere, dar 60 — 1 000% la echipamentul militar [10].

Există însă posibilitatea unei optimizări economice, deoarece atît pentru o fiabilitate foarte scăzută, cît și pentru una foarte ridicată, prețul total de cost, incluzînd și exploatarea, revine mai mare (fig. 6). Pentru produsele de uz curent se adoptă, de cele mai multe ori, cazul minimului economic. Pentru cazurile în care siguranța în funcționare trebuie să fie mai mare, criteriul prețului de cost nu mai este esențial.

Fără a intra în metodologia de calcul [29], cîteva date statistice ne vor edifica. Astfel, numai în U.R.S.S. [30], în domeniul reparării și exploatării motoarelor electrice lucrau în 1960 cel puțin 300 000 salariați, dintre care circa 30 000 ingineri și tehnicieni. În 1960 s-au efectuat reparații generale la peste 2 000 000 motoare electrice cu puteri sub 100 kW, cheltuindu-se în acest scop un miliard ruble, cu un consum de 25 000 tone cupru, întrucît au fost scoase în reparație generală 20% din numărul total de motoare. Timpul mediu de serviciu t_m a fost de 1...5 ani, față de durata normală de 7...10 ani. În acest fel a revenit pentru reparația capitală a utilajului electric mai mult de 60% din costul inițial (pînă la 43% pentru reparația motoarelor electrice și peste 17% pentru repararea și înlocuirea aparatajului) [31]. După [9], a revenit în acest scop o cheltuială mai mare de 1,5 ruble/kW putere instalată în instalațiile de joasă tensiune.

Ni se par neeconomicoase prevederile legale actuale din Republica Socialistă România, care prevăd posibilitatea de a cheltui pentru o reparație capitală a produselor electrotehnice pînă la 60% și în medie pînă la 43% din valoarea lor inițială. Nu sînt corelate cu siguranța în funcționare constatată a produselor nici normele de planificare a reparațiilor prevăzute, conform tabelei 5.

Tabela 5

Produsul electrotehnic	Intervalul normat între reparații, în Republica Socialistă România, exprimat în ani		
	capitală	medie	curentă
Generatoare electrice și mașini sincrone	21	3	0,5
Electromotoare	6	1	0,33
Transformatoare de forță	21	3	1
Aparate electrice din stații și tablouri	9	3	1
Cabluri subterane	27	3	0,33

Durata totală de serviciu (de viață), este în multe cazuri multiplul intervalului dintre două reparații capitale, dacă refuzul în funcționare n-a produs distrugeri mari, iar uzura normală nu s-a instalat.

Concluzii

— Fabricarea unor produse electrotehnice cu siguranță în funcționare sporită este pe deplin justificată tehnico-economic;

— experiența obținută în electronică poate fi de un mare folos pentru produsele de curenți tari;

— măsurile de realizare a unor produse cu siguranță sporită sînt cu atît mai grabnice, cu cît la multe dintre acestea ne situăm cu 2 — 3 ordine de mărime sub nivelul mondial [1], așa cum rezultă din unele încercări efectuate în ultimul timp;

— trebuie organizate cercetări sistematice și îndelungate în domeniul siguranței în funcționare, pentru stabilirea de metodologii de încercare și de nivele admisibile ale siguranței în funcționare, care să fie introduse, cu timpul, în norme și standarde;

— cercetarea siguranței în funcționare în domeniul curenților tari implică mijloace financiare importante, uneori superioare celor afectate pînă în prezent acestui domeniu în elec-

trotehnică și prevederea acestora se impune cu deosebită urgență;

— organizarea cercetărilor în acest domeniu implică nu numai alocarea de personal și mijloace financiare, ci și o coordonare a preocupărilor din I.C.P.E., unde există un laborator de siguranță în funcționare, cu preocupările uzinelor, unde trebuie afectat personal special acestui scop, atît pentru încercări de laborator, cît și pentru urmărirea produselor în exploatare.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D. F.* Aplicarea teoriei siguranței în funcționare la echipamentele electrotehnice de curenți tari. În: Electrotehnica **16**, 1968, nr. 10, p. 294—301.

[2] *Mangiurea, O.* și *Rancu, N.* Siguranța în funcționare a produselor electrotehnice analizată prin metode statistico-matematice. București, Editura tehnică, 1965.

[3] *Goldberg, O. D.* ș.a. O nadejnosti asinhronnîh dvigatelei. În: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 9, 1962, p. 62—67.

[4] *Lenovici, A. S.* Opredelenie kolicestvennîh harakteristik nadejnosti elektriceskih mașin. În: Elektrotehnika **36**, nr. 6, 1965, p. 9—14.

[5] *Tiscenko, N. A.* K voprosu o nadejnosti elektrodvigatelei. În: Elektricestvo, nr. 11, 1964, p. 85—88.

[6] *Copper, W. F.* Cauze mecanice ale unor defecțiuni electrice. În: Caiet selectiv „Electrificare-electrotehnică", I.D.T., nr. 12, 1966, p. 777—784 (din Electrical Times **149**, nr. 25, 1966, p. 923—927).

[7] *Rabinovici, A. A.* Puti povîșenia nadejnosti i dolgovecinosti elektrooborudovania. În: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 9, 1962, p. 67—70.

[8] *Kuznețov, B. I.* Osnovnîe faktori opredeleaiușcie nadejnosti elektriceskih mașin. În: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 9, 1962, p. 57—62.

[9] *Tiscenko, N. A.* Problema nadejnosti elektrodvigatelei. În: Elektricestvo, nr. 11, 1961, p. 7—13 și nr. 12, p. 18—19.

[10] *Hauenstein, P.* Sûreté et sécurité d'exploitation de machines électriques. În: Bull. ASE **56**, nr. 18, 1965, p. 805—811.

[11] *Goldberg, O. D.* și *Hazanovski, P. M.* Opredelenie nadejnosti konstrukții izoleații elektriceskih mașin pri nominalnîh znaceniah ekspluataționnîh faktorov. În: Elektrotehnika **38**, nr. 7, 1967, p. 28—29.

[12] *Malikov, V. M.* Povîșenie nadejnosti obmotki vzrîvozascișcennîh elektrodvigatelei. În: Elektrotehnika **37**, nr. 11, 1966, p. 50—51.

[13] *Truškov, A. M.* Ob otenke nadejnosti kommutații elektriceskih mașin. În: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 5, 1963, p. 37—38.

[14] *Vinogradov, I. N.* ș.a. Povîșenie nadejnosti teagovîh dvigatelei elektrowozov v ekspluatații. Moscova, Izd. Transport, 1965.

[15] *Safonov, I. V.* și *Sinkov, M. V.* Nadejnosti elektriceskih mașin avtomatiki. În: Energ. i elektr. prom., nr. 3, 1965, p. 21—23.

[16] *Mihail, A.* La fiabilité en aéronautique et en astronautique. În: La technique moderne, nr. 5, 1967, p. 193—198.

[17] *Bazovsky, I.* Reliability. Theory and practice. London, Prentice Hall International, 1961.

[18] *Golodnova, O. S.* Nokotorîe voprosî nadejnosti turbogheneratorov. În: Elektriceskie stanții **37**, nr. 10, 1966, p. 41—46.

[19] *Lloyd, D. K.* și *Lipov, M.* Reliability: management, methods and mathematics. New Jersey, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, 1962.

[20] *Țireli, I. A.* Analiz nadejnosti silovîh transformatorov. În: Elektriceskie stanții, nr. 3, 1967, p. 59—63.

[21] *Petry, H.* Betriebssicherheit von Hochspannungs-Messwandlern und die zum Nachweis erforderlichen Prüfungen. În: ETZ-A **87**, nr. 10, 1966, p. 313—322.

[22] *Bajanov, S. A.* Pricinî povrejdenia masloobemnîh vikliuceatelei MG-110. În: Elektriceskie stanții, nr. 2, 1967, p. 66—67.

[23] *Heise, W.* Über die elektrische Betriebssicherheit von Freiluftisolatoren. În: ETZ-B **18**, nr. 3, 1966, p. 65—69.

[24] *Franken, H.* Kontaktsicherheit in der industriellen Steuerung. În: ETZ-B **14**, nr. 13, 1962, p. 349—353.

[25] *Meyer, H.* Zuverlässigkeit elektrischer Steuerschütze. În: ETZ-B **18**, nr. 3, 1966, p. 77—81.

[26] *Schächter, S.* L'application aux éssais d'origines mécanique des techniques de fiabilité. În: Ingénieurs de l'automobile **39**, nr. 12, 1966, p. 623—634.

[27] *Vigier, M.* L'interprétation des essais d'endurance grâce aux techniques de fiabilité. În: Ingénieurs de l'automobile **38**, nr. 2, 1965, p. 57—69.

[28] *Frisinger, A. H. I.* Quality costs and quality control evaluation in electromechanical industry. În: Proceedings of the VIIth european conference on quality control. Copenhagen, 2—4 septembrie 1963, Ed. European Organization for Quality Control, Rotterdam, 1964, p. 122—128.

[29] *Șuhgalter, L.* Ekonomika dolgovecinosti i nadejnosti mașin. Moscova, Ekonomizdat, 1963, p. 123—146.

[30] *Rodștein, L. S.* Ekspluataționnaia nadejnosti-vajneișii tehnikoekonomiceskii pokazateli kacestva elektriceskih mașin. În: Prom. energhet, **18**, nr. 6, 1963, p. 11—13.

[31] *Mheidze, V. N.* și *Vainștein, B. Z.* Puti povîșenia ekspluataționnoi nadejnosti elektrooborudovania. În: Vestnik elektropromîșlennosti, nr. 3, 1963, p. 50—51.

Intrat în redacție la 25.III.1968

O nouă teoremă generală a conversiunii electromecanice

Vasile N. Nedelcu* — București

CZ 621.3.011 :620.93

1. Considerații generale

În ultimul timp conversiunea electromecanică constituie obiectul unor studii aprofundate [1], [2], [3], [4].

Fenomenul de interacțiune electromecanică este indisolubil legat de conceptele de energie și coenergie magnetică. Aceste mărimi în cazul general al circuitelor electrice, cu circuite feromagnetice se definesc cu ajutorul relațiilor:

$$w_m = \int_0^{\psi} i \mathrm{d}\psi'; \tag{1}$$

$$w'_m = \int_0^{i} \psi \mathrm{d}i'. \tag{2}$$

După cum rezultă din figura 1 energia magnetică w_m reprezintă aria triunghiului curbiliniu ABC:

$$w_m = S_{ABC}, \tag{1'}$$

iar coenergia magnetică — aria triunghiului curbiliniu ABD:

$$w_m = S_{ABD}. \tag{2'}$$

Aceste valori se obțin în ipoteza că fluxul magnetic ψ' și curentul i' înregistrează valorile finale AC și AD pornind de la valori inițiale nule.

Tot din figura 1 rezultă că, suma energiei și coenergiei magnetice este egală cu aria suprafeței dreptunghiului $ACBD$:

$$w_m + w'_m = S_{ACBD} = \psi i. \tag{3}$$

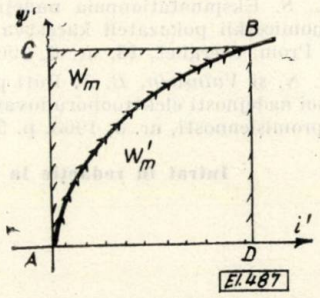


Fig. 1. Cu privire la definiția conceptelor de energie și coenergie magnetică.

Nu este greu de observat că, în cazul circuitelor magnetice liniare, energia magnetică este egală cu coenergia, fiecare reprezentînd jumătate din produsul ψi.

$$w_m = w'_m = \frac{1}{2} i\psi. \tag{4}$$

Noțiunile de energie magnetică și coenergia magnetică, definite ca mai sus și utilizate ca atare în toate lucrările consacrate conversiunii electromecanice sau mașinilor electrice, corespund realității fizice din aparatele electromagnetice care efectuează o mișcare de translație sau o deplasare de rotație. Aceste noțiuni, pînă în prezent, nu au căpătat o interpretare satisfăcătoare pentru categoria mașinilor rotative, avînd în vedere următoarele particularități ale acestora: procesul de conversiune a energiei este continuu; mărimile electrice și magnetice sînt alternative în timp; fluxurile magnetice rezultante în înfășurări și curenții care circulă prin acestea nu sînt în fază.

În plus, în literatura de specialitate, mărimea definită prin relația (3) nu a suscitat un interes și nu a căpătat nici o interpretare fizică.

Se poate afirma că unele aspecte esențiale deci ale procesului de conversiune electromecanică nu au fost încă elucidate. În afară de cele semnalate mai sus o referire specială necesită aspectul reactiv al acestui proces, adică energia reactivă, respectiv, puterea reactivă. Pînă în prezent nu există o reprezentare clară în legătură cu rolul sau participarea energiei reactive în procesul de conversiune energetică. Mai inexplicabil pare faptul că în marea majoritate a tratatelor și monografiilor mai vechi sau mai noi, consacrate mașinilor electrice, care, prin definiție, îndeplinesc funcția de convertizor de energie, acest proces, prin tradiție, este tratat superficial sau în mod simplist. O excepție în acest sens o constituie literatura americană din ultimii ani, căreia îi revine meritul de a fi pus, pentru prima dată, în centrul preocupărilor științifice și de educație acest gen de probleme. După cum s-a arătat însă, unele aspecte esențiale ale conversiunii electromecanice nu au găsit o reflectare corespunzătoare nici în lucrările autorilor americani. În acest sens trebuie menționată concepția eronată a unor autori în legătură cu puterea reactivă pe care o consideră drept un „circuit concept" [3].

Scopul acestei lucrări este de a evidenția proprietățile funcțiilor de energie magnetică și coenergie magnetică în cazul convertizoarelor rotative, precum și legătura și interacțiunea dintre acestea în procesul de transformare energetică.

Pentru aceasta se va analiza procesul de conversiune electromecanică ce se desfășoară într-un generator sincron cu poli înecați. În acest mod se va evita simbolismul exagerat, care totdeauna estompează fizica simplă și

* Dr. ing. *V. N. Nedelcu* este profesor titular la disciplina „Mașini electrice" la Institutul politehnic — București.

importantă a proceselor electromecanice, precum și necesitatea adoptării unor ipoteze discutabile.

2. Generatorul de referință

În figura 2 este reprezentat generatorul sincron de referință.

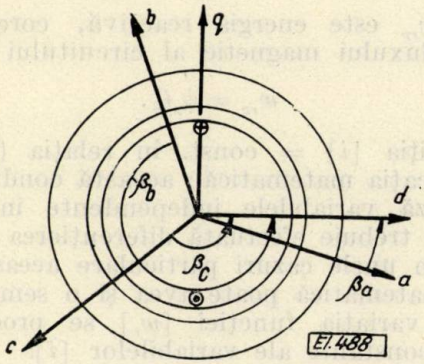


Fig. 2. Generatorul sincron de referință.

Avînd în vedere convențiile de asociere a sensurilor pozitive care rezultă din examinarea schemei generatorului de referință, pentru fluxurile magnetice rezultante, înlănțuite cu spirele circuitelor electrice, poate fi stabilită ușor expresia :

$$[\psi]=[l][i], \tag{5}$$

unde $[\psi]$, $[i]$ sînt matricele-coloană ale fluxurilor rezultante și curenților :

$$[\psi]=\begin{vmatrix}\psi_a\\ \psi_b\\ \psi_c\\ \psi_f\end{vmatrix}; \qquad [i]=\begin{vmatrix}i_a\\ i_b\\ i_c\\ i_f\end{vmatrix} \tag{6}$$

$[l]$ — matricea-inductanță :

$$[l]=\begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f\\ a & l & m & m & -M\cos\beta_a\\ b & m & l & m & -M\cos\beta_b\\ c & m & m & l & -M\cos\beta_c\\ f & M\cos\beta_a & M\cos\beta_b & M\cos\beta_c & -l_{ff}\end{array} \tag{7}$$

unde : l sînt inductanțele proprii totale ale fazelor statorului ; m — inductanțele mutuale dintre două faze ale statorului ; l_{ff} — inductanța proprie totală a înfășurării de excitație ; M — inductanța mutuală maximă dintre înfășurarea de excitație și o înfășurare a statorului.

Avînd în vedere rolul esențial pe care-l îndeplinesc în procesul de transformare energetică inductanțele mutuale stator-rotor este indicat ca în expresia matricei-inductanță (7) aceste inductanțe să fie considerate separat.

Astfel, expresia (7) se transformă :

$$[l]=[l']+[m], \tag{8}$$

unde $[l']$, $[m]$ au expresiile :

$$[l']=\begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f\\ a & l & m & m & \\ b & m & l & m & \\ c & m & m & l & \\ f & & & & -l_{ff}\end{array} \tag{9}$$

$$[m]=\begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f\\ a & & & & -M\cos\beta_a\\ b & & & & -M\cos\beta_b\\ c & & & & -M\cos\beta_c\\ f & +M\cos\beta_a & +M\cos\beta_b & +M\cos\beta_c & \end{array} \tag{10}$$

Se propune pentru matricea $[m]$ denumirea : matricea inductanței dinamice. Sensul acestei denumiri rezidă în faptul că cuplul electromagnetic, dezvoltat de mașină, este asociat cu această mărime. Avînd în vedere relația (8), relația (5) devine :

$$[\psi]=\{[l']+[m]\}[i]. \tag{11}$$

3. Ecuația matriceală de tensiuni

Considerînd regulile de asociere a sensurilor pozitive, corespunzătoare dipolului generator pentru circuitele statorului și dipolului receptor pentru circuitul de excitație, se poate scrie :

$$[u]=[e]-[R][i], \tag{12}$$

unde $[u]$, $[e]$ sînt matricele-coloană ale tensiunilor la borne și tensiunilor electromotoare induse în înfășurările mașinii :

$$[u]=\begin{vmatrix}u_a\\ u_b\\ u_c\\ u_f\end{vmatrix}; \qquad [e]=\begin{vmatrix}e_a\\ e_b\\ e_c\\ e_f\end{vmatrix} \tag{13}$$

$[R]$ este matricea diagonală a rezistențelor :

$$[R]=\begin{array}{c|cccc} & a & b & c & f\\ a & R_s & & & \\ b & & R_s & & \\ c & & & R_s & \\ f & & & & -R_f\end{array} \tag{14}$$

unde R_s, R_f sînt rezistențele fazelor statorului și a înfășurării de excitație.

Mărimile de indici a, b, c reprezintă componentele fazorilor reprezentativi după axele de coordonare a, b, c.

În virtutea legii inducției electromagnetice pentru matricea $[e]$ poate fi scrisă expresia :

$$[e] = -D[\psi], \tag{15}$$

unde D este operatorul de derivare în raport cu variabila (t) : $D = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$.

Expresia (15), dacă se consideră (5), respectiv (11), poate fi retranscrisă :

$$D[\psi] = \left[\frac{\partial \psi_p}{\partial i_k} Di_k\right] + \left[\frac{\partial \psi_p}{\partial \beta_k} D\beta_k\right], \tag{16}$$

unde $p, k = a, b, c, f,$.

În cazul general al regimurilor tranzitorii, curentul în înfășurarea de excitație este variabil în timp, astfel încît $Di_f \neq 0$. Pentru aceste regimuri relația (16) capătă forma :

$$+ D[\psi] = [l]D[i] + [m'_\beta][i]D\beta, \tag{16'}$$

unde $[m'_\beta]$ are expresia :

$$[m'_\beta] = \frac{\partial}{\partial \beta_k}[m], \tag{17}$$

deoarece :

$$D\beta_a = D\beta_b = D\beta_c = D\beta. \tag{18}$$

Dacă se consideră (15), respectiv (16'), ecuația (12) devine :

$$[u] = -D[\psi] - [R][i] = -[l]D[i] - [m'_\beta][i]D\beta - [R][i]. \tag{19}$$

4. Energie magnetică, coenergie magnetică, energie magnetică reactivă

Puterea activă totală instantanee (p), măsurată la bornele mașinii, este :

$$p = [i]_t [u], \tag{20}$$

unde $[i]_t$ este matricea-linie, transpusă matricei-coloană $[i]$.

Dacă se consideră (12) între puterea activă totală instantanee (p), puterea activă totală generată (p_g) și pierderile electrice totale dezvoltate în circuitele mașinii (p_{el}), se poate scrie relația :

$$p = p_g - p_{el}, \tag{21}$$

unde p_g, p_{el} au expresiile :

$$p_g = [i_t][e]; \tag{22}$$

$$p_{el} = [i_t][R][i]. \tag{23}$$

Dacă în (22) se introduce (15), se obține :

$$p_g = -[i_t]\{D[\psi]\}. \tag{24}$$

Se observă că expresia (24) reprezintă derivata parțială cu semn schimbat, în raport cu variabila t a funcției $[w_r]$, adică :

$$p_g = -D[w_r]_{[i]=\mathrm{const}}. \tag{25}$$

unde, funcția $[w_r]$ are expresia :

$$[w_r] = [i]_t[\psi] = \Sigma w_{rp}, \tag{26}$$

unde w_{rp} este energia reactivă, corespunzătoare fluxului magnetic al circuitului p [4] :

$$w_{rp} = \psi_p i_p. \tag{26'}$$

Condiția $[i]$ = const. în relația (25) are semnificația matematică : această condiție preconizează variabilele independente în raport cu care trebuie efectuată diferențierea funcției $[w_r]$. În unele cazuri particulare această condiție matematică poate avea și o semnificație fizică, variația funcției $[w_r]$ se produce la valori constante ale variabilelor $[i]$.

Dacă, în continuare se consideră (5), relația (26) devine :

$$[w_r] = [i]_t[l][i]. \tag{27}$$

Energia magnetică $[w_m]$ a sistemului electromecanic considerat se definește cu ajutorul integralei :

$$[w_m] = \int_0^{[\psi]} [i]_t d[\psi']_{\beta=\mathrm{const.}}, \tag{28}$$

sau dacă se consideră (16) în cazul circuitelor liniare, relația (28) devine :

$$[w_m] = \int_0^{[i]} [i]_t[l]\,(d[i']). \tag{29}$$

Relația (28) arată că energia magnetică se obține efectuînd integrarea expresiei de sub semnul integralei în ipoteza coordonatelor mecanice fixe (β = const.). Dacă relației (28) i se aplică regula de integrare prin părți, se obține :

$$\int_0^{[\psi]} [i]_t\, \mathrm{d}[\psi']_{\beta=\mathrm{const.}} = [i]_t[\psi] - \int_0^{[i]} (\mathrm{d}[i']_t)_{\beta=\mathrm{const.}}[\psi]. \tag{30}$$

Termenul doi din partea dreaptă a relației (30) reprezintă coenergia magnetică a sistemului electromecanic considerat :

$$[w'_m] = \int_0^{[i]} (d[i']_t)_{\beta=\mathrm{const.}}[\psi]. \tag{31}$$

Relația (30) exprimă deci legătura dintre energia magnetică, coenergia magnetică și energia reactivă :

$$[w_m] + [w'_m] = [w_r]. \tag{32}$$

În cazul circuitelor liniare, relația (31) devine:

$$[w'_m] = \int_0^{[i]} (d[i']_t)_{\beta=\text{const.}} [l]\,[i]. \qquad (33)$$

După cum s-a arătat, mărimile $[w_m]$, $[w'_m]$, definite prin relațiile (28), (31), sînt interpretate fizic prin intermediul caracteristicii de magnetizare (fig. 1).

Este interesant de subliniat faptul că literatura de specialitate s-a preocupat în mod deosebit de mărimile $[w_m]$, $[w'_m]$, adică de energia și coenergia magnetică, fără a identifica suma acestora (32), adică mărimea $[w_r]$.

Pentru prima dată, în lucrarea [5], s-a demonstrat că această mărime $[w_r]$ reprezintă energia reactivă și că valoarea sa medie pe un interval de timp, egal cu perioada funcțiilor periodice alternative, reprezintă puterea reactivă.

Interpretarea dată mărimilor $[w_m]$, $[w'_m]$ prin intermediul caracteristicii de magnetizare (fig. 1), corespunde aparatelor în care fluxurile magnetice înregistrează variații între valori inițiale nule și valori finale maxime. Acest regim nu corespunde însă realității din mașinile electrice rotative în care fluxurile magnetice și curenții variază în timp, în general, după legi sinusoidale.

5. Ciclul electromecanic

Se va analiza procesul conversiunii electromecanice, care se produce în generatorul considerat, în regim permanent electromecanic.

Ecuația de tensiuni a generatorului pentru acest regim de funcționare se obține din ecuația generală (26), în care se introduc condițiile corespunzătoare:

$$D = j\omega; \quad D\beta = \omega; \quad Di_f = 0,$$

unde ω este pulsația sincronă.

Diagrama fazorială, corespunzătoare ecuației de tensiuni, este reprezentată în figura 3[4]. În acest caz mărimile instantanee de indici a, b, c se obțin ca proiecții ale fazorilor reprezentativi pe axele magnetice (a, b, c) ale înfășurărilor statorului.

Interpretarea mărimilor w_m, w'_m poate fi operată prin intermediul funcțiilor: $\psi_n = f(i_n)$. Avînd în vedere figura 3, expresiile mărimilor instantanee ψ_n, i_n sînt:

$$\psi_n = \hat{\psi}\cos(\beta_n + \varepsilon_0) = \psi_{nn} + \psi_{fn}; \qquad (34)$$

$$i_n = \hat{I}\cos\lambda_n = \hat{I}\cos(\beta_n + \lambda_0), \qquad (35)$$

unde $\hat{\psi}$, $\hat{I}$ sînt modulele fazorilor reprezentativi, egale cu amplitudinile mărimilor instantanee respective; ψ_{nn} și ψ_{fn} sînt fluxurile proprii rezultante și mutuale, înlănțuite cu spirele fazelor $n(n = a, b, c)$:

$$\psi_{nn} = L_s i_n; \qquad (36)$$

$$\psi_{fn} = m_{fn} i_f = M i_f \cos(\beta_n + \pi). \qquad (37)$$

Studiul funcțiilor $\psi_n = f(i_n)$ implică studiul funcțiilor: a) $\psi_{fn} = f(i_n)$; b) $\psi_{nn} = f(i_n)$.

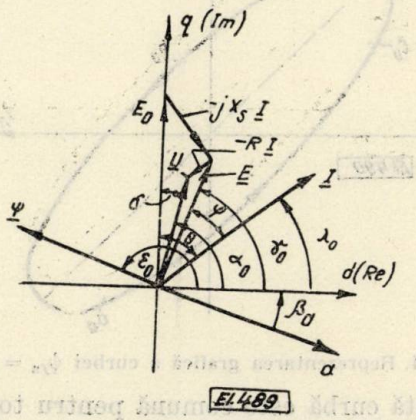


Fig. 3. Diagrama sinorială de tensiuni.

a) Curbele $\psi_{fn} = f(i_n)$. Pentru simplificarea calculelor se vor introduce mărimile relative: pentru curentul i_n se va considera drept curent de bază amplitudinea $\hat{I}$; pentru fluxurile ψ_{fn} – amplitudinea $\hat{\psi}_0$:

$$\hat{\psi}_0 = M i_f. \qquad (38)$$

Astfel pentru faza a, dacă se consideră unghiul inițial $\beta_0 = 0$, se obține:

$$\varphi = \cos(\omega t + \pi); \quad i = \cos(\omega t + \lambda_0), \qquad (39)$$

unde, pentru regimul generator de funcționare, $0 < \lambda_0 < \pi$.

După cum se observă din examinarea expresiilor (39), spre deosebire de cazul corespunzător (fig. 1), mărimile φ, i sînt variabile în timp și nu sînt în fază.

Relațiile (39) reprezintă forma parametrică a unei curbe de gradul II. Identificarea acestei curbe se face cu ajutorul „invarianților curbei de gradul II" [6]. Procedînd astfel se ajunge la concluzia că relațiile (39) reprezintă ecuația unei elipse reale al cărui centru se află în origina sistemului de coordonate, avînd axa mare rotită față de axa absciselor cu un unghi egal cu $-\pi/4$ rad.

După ce ecuația (39) se aduce la forma canonică, pentru semiaxele a, b se găsesc valorile:

$$a = \frac{\sin\lambda_0}{\sqrt{2}\cos\frac{\lambda_0}{2}}; \quad b = \frac{\sin\lambda_0}{\sqrt{2}\sin\frac{\lambda_0}{2}}. \qquad (40)$$

Aria elipsei este dată de relaţia :

$$A = \pi ab = \pi \sin \lambda_0', \qquad (41)$$

unde $\lambda_0' = \pi - \lambda_0$.

În figura 4 este reprezentată curba $\psi_{fn} = f(i_n)$.

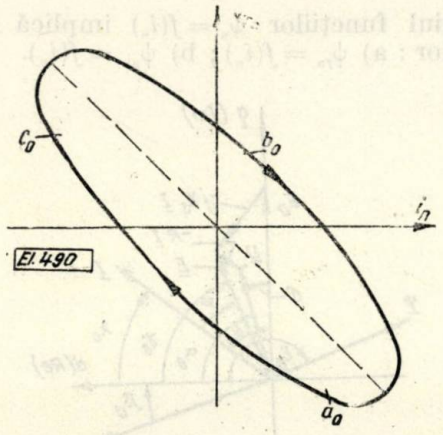


Fig. 4. Reprezentarea grafică a curbei $\psi_{fn} = f(i_n)$.

Această curbă este comună pentru toate cele trei faze, fiind descrisă în decursul unei deplasări a rotorului cu un dublu pas polar. Săgeţile indică sensul pozitiv de parcurgere al curbei. Coordonatele iniţiale, corespunzătoare celor trei faze sînt marcate prin punctele a_0, b_0, c_0. Pentru curba reprezentată în figura 4 se propune denumirea de ciclu electromecanic.

În figura 5 suprafaţa haşurată reprezintă energia magnetică (S_m') (de interacţiune sau dinamică) dezvoltată în faza a în timpul unei deplasări a rotorului cu un pas polar.

În figura 6 suprafaţa haşurată reprezintă coenergia magnetică S_m' dezvoltată în faza a

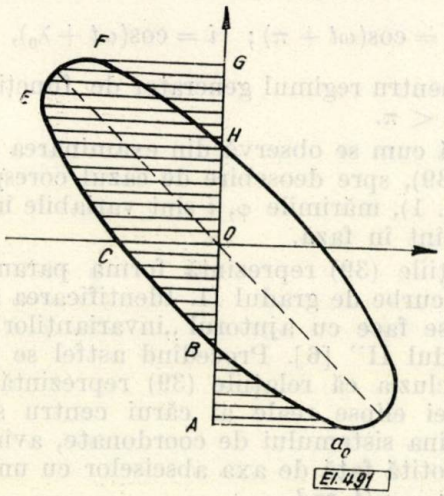


Fig. 5. Energia magnetică (suprafaţa haşurată) dezvoltată în faza a în timpul deplasării rotorului cu un pas polar.

în acelaşi timp în care este dezvoltată energia S_m'.

După cum uşor se poate observa, la parcurgerea curbei în sens pozitiv de la punctul $a_0 \rightarrow F$, suprafaţa dublu haşurată este acoperită de două ori în sensuri contrare.

În figurile 7, 8 sînt reprezentate prin suprafeţe haşurate valorile energiei S_m'' şi coenergiei magnetice S_m'' dezvoltate în faza a a polului inductor următor.

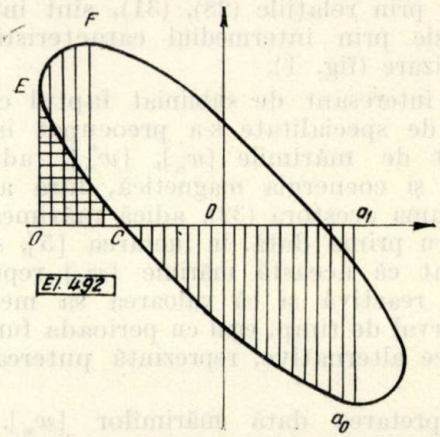


Fig. 6. Coenergia magnetică (suprafaţa haşurată), dezvoltată în faza a în timpul deplasării rotorului cu un pas polar.

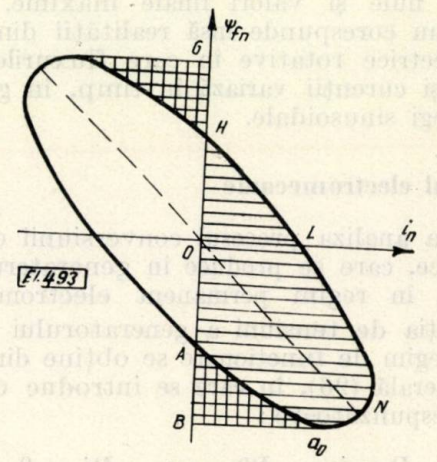


Fig. 7. Energia magnetică dezvoltată în faza a în timpul deplasării polului succesiv.

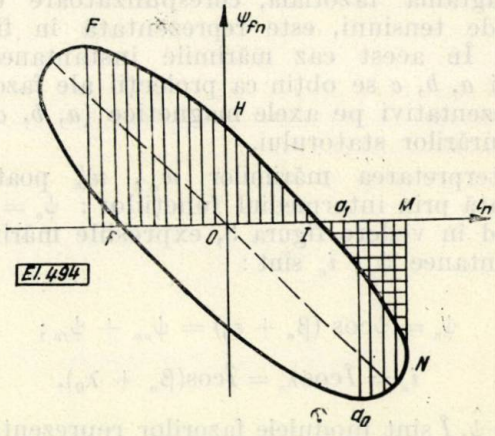


Fig. 8. Coenergia magnetică dezvoltată în faza a în timpul deplasării polului succesiv.

Energia magnetică dinamică, dezvoltată în faza a în timpul deplasării unei perechi de poli inductori față de axa sa geometrică, se obține însumînd suprafețele S'_m, S''_m.

$$W_m = S_a = S'_m + S''_m = \oint i_a \, d\psi_{fa}. \quad (42)$$

Coenergia magnetică dinamică dezvoltată în faza a în același interval de timp:

$$W'_m = S_{a'} = S_{m'} + S_{m''} = \oint \psi_{fa} \, di_a. \quad (43)$$

Valorile W_m, respectiv W'_m, se obțin suprapunînd figurile 5, 7, respectiv figurile 6, 8.

Se observă că suprafețele dublu haşurate se anulează reciproc la o parcurgere completă în sens pozitiv a curbei. Astfel energia şi coenergia magnetică dezvoltată într-o singură fază a mașinii pe intervalul unei perioade T sînt egale cu aria elipsei descrise de curba $\psi_{fn} = f(i_n)$.

Pe de altă parte, dacă se efectuează integralele (42) şi (43), se ajunge la expresiile:

$$W_m = \oint i_n \, d\psi_{fn} = -\hat{\psi}_0 \hat{I} \int_0^{2\pi} \sin(\beta_n + \pi) \cos(\beta_n + \lambda_0) \, d\beta_n = -\hat{\psi}_0 \hat{I} \pi \sin \lambda_0; \quad (44)$$

$$W'_m = \oint \psi_{fn} \, di_n = -\hat{\psi}_0 \hat{I} \int_0^{2\pi} \sin(\beta_n + \lambda_0) \cos(\beta_n + \pi) \, d\beta_n = \hat{\psi}_0 \hat{I} \pi \sin \lambda_0. \quad (45)$$

Dacă relațiile (44), (45) se compară cu relația corespunzătoare ariei elipsei (41) se constată că acestea sînt identice ca valoare absolută, mărimile W_m şi W'_m avînd însă semne contrare.

Nu este greu de înțeles că valorile energiei şi coenergiei magnetice totale, dezvoltate în cele trei faze ale statorului, se obțin amplificînd relațiile (44), (45) cu coeficientul trei.

Diferența de semn în fața expresiilor W_m, W'_m este justificată din punct de vedere matematic prin aceea că aria elipsei, la parcurgerea în sens pozitiv a acesteia, este acoperită în sens invers de variațiile energiei şi coenergiei magnetice.

Se poate uşor demonstra că valoarea energiei şi coenergiei magnetice, corespunzătoare suprafeței ciclului electromecanic, dezvoltată în unitate de timp, reprezintă puterea electrică activă generată în fazele statorului. Astfel, dacă aria elipsei (41) se împarte la perioada T, se obține:

$$\frac{A}{T} = \frac{\pi \hat{\psi}_0 \hat{I}}{\frac{2\pi}{\omega}} \sin \lambda'_0 = \frac{1}{2} \omega \hat{\psi}_0 \hat{I} \sin \lambda_0. \quad (46)$$

Dacă se consideră figura 3, în locul unghiului λ_0 poate fi introdus unghiul θ dintre fazorul t.e.m. $\hat{E}_0$ şi fazorul $\hat{I}$:

$$\lambda_0 = \pi/2 - \theta, \quad (47)$$

De asemenea, modulul fazorului $\hat{E}_0$ ($\hat{E}_0$), în virtutea legii inducției electromagnetice este legat de modulul $\hat{\psi}_0$ prin relația:

$$\hat{E}_0 = \omega \hat{\psi}_0. \quad (48)$$

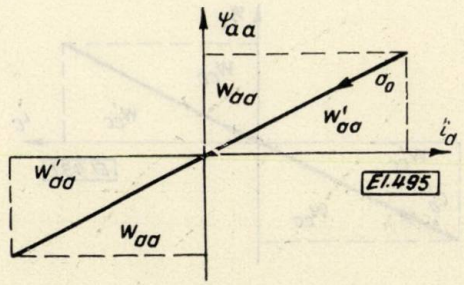


Fig. 9. Curba $\psi_{aa} = f(i_a)$.

Considerînd (47), (48), relația (46) devine:

$$P_{gn} = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \sin(\pi/2 - \theta) = \frac{1}{2} \hat{E}_0 \hat{I} \cos \theta,$$

sau dacă se introduc valorile efective (E_0, I):

$$P_{gn} = E_0 I \cos \theta. \quad (49)$$

b) Curba $\psi_{nn} = f(i_n)$. Avînd în vedere expresiile (35), (36) se poate uşor observa că ecuația de forma (36) reprezintă ecuația unei drepte în planul ψ, i, inductanța ciclică L_s fiind proporțională cu panta curbei.

În figurile 9, 10, 11 sînt reprezentate curbele $\psi_{aa} = f(i_a)$ (fig. 9); $\psi_{bb} = f(i_b)$ (fig. 10); $\psi_{cc} = f(i_c)$ (fig. 11). Coordonatele inițiale sînt marcate prin punctele a'_0, b'_0, c'_0.

Valorile energiei magnetice şi coenergiei magnetice proprii, dezvoltate în cele trei faze ale statorului în intervalul de timp, corespunzător deplasării unei perechi de poli ai rotorului,

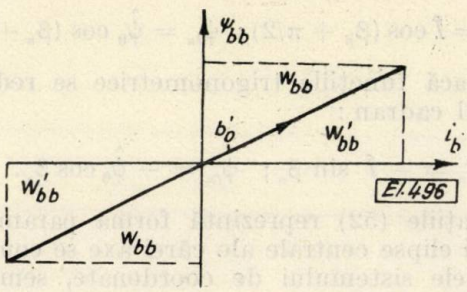


Fig. 10. Curba $\psi_{bb} = f(i_b)$.

sînt nule. Aceasta se datorește faptului că suprafețele de variație ale energiei şi coenergiei în planul ψ, i în cele două semiperioade, nu se intersectează.

c) Curba $\psi_n = f(i_n)$ se obține suprapunînd curbele de la punctele a, b. Se observă că în această funcție reprezintă tot o elipsă. Aria elipsei, corespunzătoare acestei funcții, este

egală cu aria elipsei corespunzătoare funcției $\psi_{fn} = f(i_n)$, deoarece, după cum s-a văzut la punctul *b*, aria interceptată de curba $\psi_{nn} = f(i_n)$ pe un ciclu este nulă.

Pe de altă parte se poate constata din figura 3 că, dacă se notează cu φ' defazajul dintre

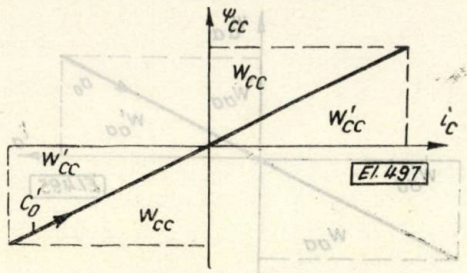


Fig. 11. Curba $\psi_{cc} = f(i_c)$.

fazorul $\underline{\hat{E}}$ și fazorul $\underline{\hat{I}}$, produsele $\hat{E}_0 \cos\theta$ și $\hat{E} \cos\varphi'$ sînt egale:

$$\hat{E}_0 \cos\theta = \hat{E} \cos\varphi', \qquad (50)$$

pentru că acestea reprezintă proiecțiile fazorilor $\underline{\hat{E}}_0$, $\underline{\hat{E}}$ pe direcția fazorului $\underline{\hat{I}}$. T.e.m. $\hat{E}$ corespunde fluxului magnetic rezultant:

$$\hat{E} = \omega\hat{\psi}. \qquad (51)$$

6. Energia maximă de conversiune

Energia maximă corespunzătoare ciclului electromecanic care poate fi convertită dintr-o formă în alta (mecanică-electrică sau invers), la excitație constantă și curent de sarcină constant, se obține pentru valoarea minimă a defazajului θ, adică la $\theta = 0$, respectiv: $\lambda_0 = \pi/2$. Pentru acest regim expresiile i_n, ψ_{fn} ((34), (35)) devin:

$$i_n = \hat{I} \cos(\beta_n + \pi/2); \quad \psi_{fn} = \hat{\psi}_0 \cos(\beta_n + \pi)$$

sau dacă funcțiile trigonometrice se reduc la primul cadran:

$$i_n = -\hat{I} \sin\beta_n; \quad \psi_{fn} = -\hat{\psi}_0 \cos\beta_n. \qquad (52)$$

Relațiile (52) reprezintă forma parametrică a unei elipse centrale ale cărei axe se confundă cu axele sistemului de coordonate, semiaxele *a*, *b* fiind egale:

$$a = \hat{I}; \; b = \hat{\psi}_0.$$

Aria elipsei corespunzătoare energiei maxime de conversiune este:

$$A_{max} = \pi\hat{I}\hat{\psi}_0. \qquad (53)$$

Acest regim se obține în cazul cînd căderea de tensiune internă, datorită reacției indusului, este compensată de căderea de tensiune inductivă a sarcinii.

Spre deosebire de cazurile analizate anterior, aria acoperită în planul ψ, *i* de variația energiei și coenergiei magnetice se confundă cu aria ciclului electromecanic. Aceasta înseamnă că energia magnetică fluctuantă, corespunzătoare unui ciclu electromecanic dispare, ceea ce înseamnă că puterea electromagnetică instantanee generată este egală cu puterea medie, respectiv puterea maximă. Se poate întrevedea interdependența dintre înclinarea axei ciclului electromecanic, energia fluctuantă magnetică și criteriile de stabilitate ale mașinii.

7. Teorema generală de conversiune energetică

Analiza ciclului electromecanic, efectuată în acest articol, permite formularea unei teoreme fundamentale a conversiunii energetice; *în procesul de interacțiune electromecanică energia care se transformă dintr-o formă în alta prin intermediul energiei magnetice reactive, este egală cu aria suprafeței interceptată de suprafețele de variație ale energiei și coenergiei magnetice dinamice în planul ψ, i.* Pentru aceasta se propune denumirea de *aria ciclului electromecanic.* Această teoremă este valabilă pentru orice tip de conversiune energetică care se produce prin intermediul cîmpurilor electric sau magnetic. În speță este vorba de conversiunea de tip electromecanic, de conversiunea electro sau magnetotermică.

8. Concluzii

a. În lucrare se introduce noțiunea de *ciclul electromecanic*, demonstrîndu-se că energia corespunzătoare ariei acestui ciclu în unitatea de timp reprezintă puterea activă generată în circuitele mașinii prin interacțiunea electromagnetică. Se stabilește ciclul electromecanic corespunzător energiei maxime de conversiune.

b. Se demonstrează că procesul de conversiune electromecanică se desfășoară pe fondul energiei reactive, impunîndu-se corectarea unor concepții eronate propagate în literatura de specialitate în legătură cu această mărime.

c. Se stabilește o nouă teoremă fundamentală a conversiunii energetice, conform căreia energia transformată dintr-o formă în alta este egală cu aria ciclului electromecanic, adică aria suprafeței acoperită simultan de variația energiei și coenergiei magnetice în planul ψ, *i*.

d. Se stabilește relația dintre conceptele de energie magnetică reactivă, energie magnetică și coenergie magnetică, în cazul convertizoarelor de energie rotative, în care fluxurile magnetice, care îmbrățișează circuitele electrice, și curenții din acestea sînt variabili în timp și defazați.

Bibliografie

[1] *White, D. C.* și *Woodson, H. H.* Electromechanical Energy Conversion. New York, London, John Wiley & Sons, Inc., Publishers, 1959.

[2] *Seely, S.* Electromechanical Energy Conversion, New York, San Francisco, Toronto, London, McGraw-Hill Book Company.

[3] *Thaler, G. J.* și *Wilcox, M. L.* Electric Machines, New York, London, Sydney, John Wiley & Sons, 1966.

[4] *Fitzgerald, A. E.* și *Kingsley, Jr. Ch.* Electric Machinery (The Dynamics and Statics of Electromechanical Energy Conversion). New York, Toronto, London, McGraw-Hill Book Company, Inc., 1961.

[5] *Nedelcu, V. N.* Cu privire la stabilirea sensului fizic al puterii reactive. În: Electrotehnica **15**, nr. 11, 1967, p. 404—410.

[6] *Bronstein, L. N.* și *Semendiaev, K. A.* Spravocinik po matematike GITTL, Moscova, 1953, p. 213.

Intrat în redacție la 24.VII.1968

Studiul solicitărilor termice tranzitorii ale căilor de curent în ipoteza că pierderile dezvoltate și transmisivitatea termică variază cu temperatura

Iacob Suciu* — Timișoara

CZ 621.315.1/2.017.7 : 621.3

1. Considerații generale

O dată cu utilizarea pe scară tot mai largă a materialelor dielectrice cu mare stabilitate termică, nivelul încărcării căilor de curent poate atinge valori mari, ducînd la o intensă solicitare termică.

Există numeroase materiale conductoare cu coeficienți de temperatură ai rezistivității relativ ridicați $\alpha' = 0{,}0025 \div 0{,}0062$ grd^{-1}, ceea ce duce la o creștere apreciabilă a rezistivității conductorului cu temperatura și deci la o sporire a pierderilor dezvoltate prin efect electrocaloric. De asemenea, disiparea în mediul ambiant a căldurii dezvoltate, la solicitări termice mari, este legată de variația cu temperatura a transmisivității termice prin radiație și convecție.

Astfel, așa cum se va arăta în articol, pentru calcule mai exacte, în cazul corpurilor intens solicitate termic, nu se poate neglija variația cu temperatura a pierderilor dezvoltate și a transmisivității termice.

Se pune astfel problema *determinării influenței variației cu temperatura a pierderilor dezvoltate P și a transmisivității termice α asupra curbelor supratemperaturii $\tau(t)$* în procesul încălzirii, răcirii și regimului periodic intermitent în cazul solicitărilor termice ale maselor active luate separat.

2. Procesele termice tranzitorii la încălzire și răcire în cazul corpurilor omogene, cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$

Masele active dintr-un aparat sau mașină electrică (barele conductoare, bobinele, miezurile feromagnetice etc.), din punctul de vedere al solicitărilor termice, se pot considera corpuri omogene în cazul cînd izolația acestora este subțire.

*I. Suciu este conferențiar la Institutul politehnic — Timișoara.

Pentru studiul termic al căilor de curent în cazul de față se consideră $I = \text{const.}$ și se admit de asemenea, conform teoriei clasice, că temperatura mediului ambiant $\theta_a = \text{const.}$ și căderea de temperatură în masa corpului $\Delta\theta = 0$.

Astfel, în cazul general, pentru rezistivitate, căldura specifică și transmisivitate termică, se obțin funcțiile liniare :

$$\left.\begin{aligned} \rho &= \rho_a (1 + \alpha' \cdot \tau); \\ c &= c_a (1 + \beta' \cdot \tau); \\ \alpha &= \alpha_a (1 + \gamma' \cdot \tau), \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

în care :

ρ_a, c_a, α_a este rezistivitatea, Ωm, căldura specifică, J·kg^{-1}·grd^{-1} și transmisivitatea termică, W·m^{-2}·grd^{-1} a corpului la o anumită temperatură (în cazul de față la temperatura mediului ambiant);

α', β', γ' — coeficienții de temperatură ai corpului, grd^{-1}, corespunzători mărimilor definite mai sus;

$\tau = \theta - \theta_a$ — supratemperatura corpului, grd, față de mediul ambiant.

Ecuația diferențială a bilanțului de căldură în cazul general are forma :

$$P \cdot \mathrm{d}t = \alpha \cdot S \cdot \tau \cdot \mathrm{d}t + c \cdot M \cdot \mathrm{d}\tau. \quad (2)$$

Substituind funcțiunile (1) în (2) și ținînd seamă că :

$$\left.\begin{aligned} R &= R_a (1 + \alpha' \cdot \tau); \quad P_a = I^2 \cdot R \\ P &= P_a (1 + \alpha' \cdot \tau), \end{aligned}\right\}$$

care la regim staționar, cînd $\tau = \tau_1$ devine :

$$P_s = P_a (1 + \alpha' \cdot \tau_s) \quad (3)$$

și :

$$\left.\begin{aligned} \tau_{sa} &= \frac{P_a}{\alpha_a \cdot S}; \quad T_a = \frac{c_a \cdot M}{\alpha_a \cdot S}, \end{aligned}\right\}$$

se obține ecuația generală [3]:

$$\frac{dt}{T_a} = \frac{1 + \beta' \cdot \bar{\tau}}{\bar{\tau}_{sa} - (1 - \alpha' \cdot \bar{\tau}_{sa})\bar{\tau} - \gamma' \cdot \bar{\tau}^2} \cdot d\bar{\tau}, \quad (4)$$

în care:

$\bar{\tau}_{sa}$ este supratemperatura staționară, corespunzătoare pierderilor inițiale P_a, care se evacuează în mediul ambiant prin suprafața de arie S;

T_a — constanta de timp termică a corpului, s.

Cînd încălzirea se face de la temperatura mediului ambiant și în ipoteza $\beta' = 0$, prin integrarea ecuației (4) și introducerea expresiilor [3]:

$$X = \sqrt{(1 - \alpha' \cdot \tau_{sa})^2 + 4\gamma' \cdot \tau_{sa}}; \quad (5)$$

$$Y = \frac{X - (1 - \alpha' \cdot \tau_{sa})}{X + (1 - \alpha' \cdot \tau_{sa})}; \quad (6)$$

$$\tau_a = \frac{\sqrt{(1 - \alpha' \cdot \tau_{sa})^2 + 4\gamma' \cdot \tau_{sa}} - (1 - \alpha' \cdot \tau_{sa})}{2\gamma'}, \quad (7)$$

în care τ_s fiind supratemperatura staționară corespunzătoare pierderilor active P atinse la finele procesului tranzitoriu, se obține ecuația curbei încălzirii cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = i(\tau)$:

$$\tau = \tau_s \frac{1 - \exp\left(-\frac{X}{T_a} t\right)}{1 + Y \cdot \exp\left(-\frac{X}{T_a} t\right)}, \quad (8)$$

care poate fi echivalată cu ecuația exponențială clasică (convențională) (fig. 1, *a*):

$$\tau = \tau_s \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right)\right], \quad (9)$$

în care:

$$T_i = T_a \cdot X^{-1} \cdot \ln [e + Y(e - 1)], \quad (10)$$

rezultînd $T_i > T_a$.

Parametrul de timp T_i, corespunzător procesului termic la încălzire, cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$ este o mărime variabilă, funcție de sarcină și de temperatură.

În procesul răcirii, cînd $P = 0$ și $\alpha = f(\tau)$, dacă supratemperatura inițială, la momentul $t = 0$ este τ_r, integrarea ecuației (4) duce la ecuația curbei de răcire în forma:

$$\tau = \tau_r \cdot \frac{\exp\left(-\frac{t}{T_a}\right)}{1 + \gamma' \cdot \tau_r \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_a}\right)\right]}, \quad (11)$$

care poate fi echivalată cu ecuația clasică (convențională) (fig. 1,*b*):

$$\tau = \tau_r \cdot \exp\left(-\frac{t}{T_r}\right), \quad (12)$$

în care:

$$T_r = T_a \cdot \ln \frac{(e + \gamma' \cdot \tau_r)}{(1 + \gamma' \cdot \tau_r)}, \quad (13)$$

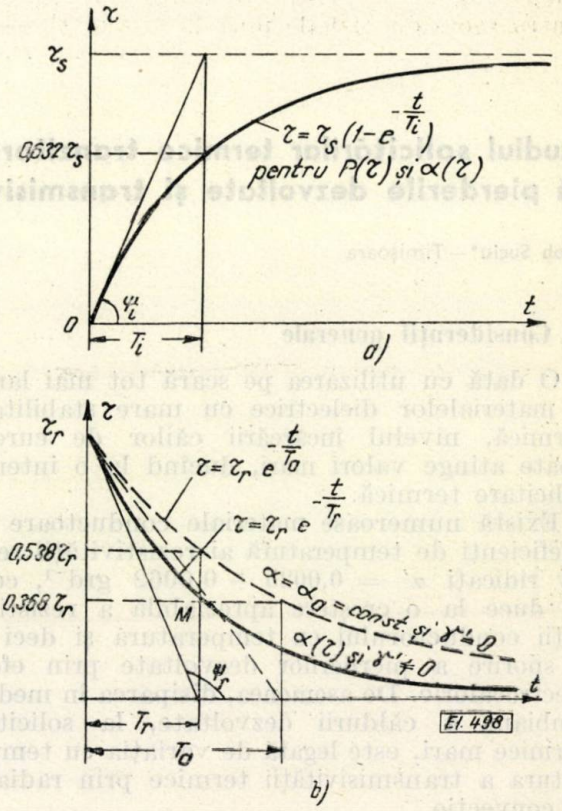


Fig. 1. Solicitările termice tranzitorii la încălzire (a) și la răcire (b), în ipoteza variației cu temperatura a rezistivității conductorului și transmisivității termice a fluidului de răcire.

rezultînd $T_r < T_a$, adică pentru cazul cînd $\alpha = f(\tau)$ răcirea este mai rapidă decît în cazul cînd $\alpha = \alpha_a$ (fig. 1,*b*).

Parametrul de timp T_r, corespunzător procesului termic la răcire, cînd $P = 0$ și $\alpha = f(\tau)$, este o mărime variabilă, funcție de temperatură.

3. Considerații asupra coeficienților α' și γ'

În calculele privind solicitările termice, cînd se ține seamă de variația cu temperatura a rezistivității ρ și transmisivității termice α, este necesar să se cunoască atît domeniul de valabilitate a funcțiilor liniare $\rho = \rho_a (1 + \alpha' \cdot \tau)$ și $\alpha = \alpha_a (1 + \gamma' \cdot \tau)$, precum și valorile corespunzătoare pentru coeficienții α' și γ'.

a) Este cunoscut că coeficientul de temperatură al rezistivității α' depinde atît de temperatura critică θ_0 a materialului conductor, cît și de temperatura inițială a corpului rece

(adeseori temperatura mediului ambiant) prin relaţia :

$$\alpha' = (\theta_0 + \theta_a)^{-1}, \quad \text{grd}^{-1} \qquad (14)$$

(pentru cupru $\theta_0 = 235$ °C, iar pentru aluminiu $\theta_0 = 245$ °C — GOST 183-55).

Pentru menţinerea liniarităţii funcţiei $\rho(\theta)$ este necesar ca pe durata regimurilor termice tranzitorii $\alpha' = \text{const.}$, adică $\theta_a = \text{const.}$, condiţie îndeplinită cu suficient de bună aproximaţie pentru metalele uzuale pînă la 1 000 °C.

b) Răcirea corpurilor, prin disiparea căldurii în mediul ambiant, în realitate se face global prin conducţie, convecţie şi radiaţie, iar separarea lor este numai o procedură metodologică. În cazul conductoarelor rotunde, pentru temperaturile absolute $T \leqslant 700$ °K, radiaţia poate fi neglijată.

Se presupune astfel în studiul de faţă că transmisia căldurii se efectuează mai ales pe calea convecţiei (naturale sau forţate), care după cum se ştie se bazează pe existenţa la suprafaţa corpurilor calde a unui strat pelicular laminar imobil al fluidului refrigerent, în care căldura se transmite exclusiv pe calea conducţiei. Se poate aproxima că în acest strat se produce întreaga variaţie de temperatură de la valoarea θ_c a corpului cald, pînă la valoarea θ_a a fluidului de răcire. În afara acestui strat, în masa fluidului, căldura se transmite după alte legi şi temperatura în acest spaţiu are practic o distribuţie uniformă.

Fenomenul schimbului de căldură la suprafaţa corpurilor în contact cu medii fluide nu este încă elucidat, descrierea procesului datorită complexităţii fenomenului rezumîndu-se la unele cazuri particulare, adeseori confuze şi contradictorii [2], [4], [6].

Se cunoaşte însă pe cale experimentală că transmisivitatea termică α variază din două motive : *a* — din cauza încălzirii fluidului şi modificarea constantelor lui (ν, λ, θ, ρ) şi *b* — din cauza turbulenţei variabile mai intense în locurile unde se produce perturbaţia curgerii. Acest fenomen avînd la bază conducţia termică prin fluid, pentru transmisivitatea termică prin convecţie la suprafaţa corpului cald, se poate scrie :

$$\alpha = -\frac{\lambda_f(\theta)}{(\theta_a - \theta_a)} \cdot \left(\frac{\partial\theta}{\partial n}\right)_f = f(\lambda_f), \qquad (15)$$

în care :

$\lambda_f(\theta)$ este conductivitatea termică în stratul pelicular al fluidului, $W \cdot m^{-1} \cdot grd^{-1}$;

θ_c, θ_a — temperaturile la suprafaţa corpului şi fluidului (temperaturile de frontieră ale stratului pelicular), grd ;

$\left(\frac{\partial\theta}{\partial n}\right)_f$ — gradientul de temperatură în stratul pelicular al fluidului, $grd \cdot m^{-1}$.

Această relaţie reprezintă ecuaţia diferenţială a schimbului de căldură, care caracterizează procesul disipării căldurii la graniţa corpurilor.

Pentru transmisivitatea termică se mai pot scrie şi alte expresii, funcţie de modul convecţiei [4] :

a) pentru cazul gazelor în mişcare liberă :

$$\alpha = \frac{Nu}{d} \cdot \lambda_f(\theta),$$

sau :

$$\alpha = K_0 \cdot \varphi(A_1),$$

în care, pentru aerul în mişcare liberă în jurul conductoarelor rotunde, A_1 variază liniar pînă la 1 000 °C.

b) pentru cazul convecţiei forţate :
— în regim laminar : $\alpha = K_1 \cdot B_1(\theta)$;
— în regim turbulent : $\alpha = K_2 \cdot B_2(\theta)$,

funcţiile $B_1(\theta)$ şi $B_2(\theta)$ variază liniar cu temperatura pentru aer pînă la 1 000 °C, iar pentru apă pînă la 200 °C.

c) pentru cazul condensaţiei peliculare (cînd transmisia căldurii se asigură prin conducţie) :

$$\alpha = f[\lambda(\theta)].$$

Se constată deci că variaţia cu temperatura a lui α depinde de funcţia $\lambda_f(\theta)$ a fluidului în stratul pelicular.

Conductivitatea termică a aerului atmosferic (şi de asemenea pentru azot, hidrogen, vapori de apă, oxid de carbon) între 270 şi 600 °K variază practic liniar cu temperatura ; o bună aproximaţie se poate obţine chiar pînă la 1 300 °K :

$$\lambda_f(\theta) = \lambda_{f20}[1 + \gamma'(\theta_{fm} - \theta_{20})], \qquad (16)$$

în care :

$\theta_{fm} = \frac{\theta_c + \theta_a}{2}$ este media aritmetică a temperaturilor de frontieră a peliculei de fluid, grd ;

λ_{f20} — conductivitatea termică a fluidului la $\theta_{20} = 20$°C, $W \cdot m^{-1} grd^{-1}$;

γ' — constantă, determinată pe cale experimentală, care depinde de natura fluidului, grd^{-1}.

Deoarece disiparea căldurii prin convecţie de la un corp solid cald este direct proporţională cu conductivitatea termică a fluidului de răcire, dependenţa transmisivităţii termice, la suprafaţa corpului, cu temperatura, are forma :

$$\alpha = \alpha_{20}[1 + \gamma'(\theta_c - \theta_{20})], \qquad (17)$$

sau dacă $\theta_{20} = \theta_a$ pentru simetria relaţiilor (1) :

$$\alpha = \alpha_a(1 + \gamma' \cdot \tau), \qquad (18)$$

în care:

α_a este transmisivitatea termică la temperatura fluidului θ_a, $W \cdot m^{-2} \cdot grd^{-1}$;

$\gamma' = \frac{\lambda\theta - \lambda_{f30}}{\lambda_{f30} \cdot \lambda_m}$ — coeficientul de temperatură corespunzător conducției stratului de fluid, grd^{-1}, iar $\tau_m = \theta_{fm} - \theta_{20}$;

$\tau = \theta_c - \theta_a$ — supratemperatura corpului față de temperatura mediului fluid ambiant, grd.

În relația (18), atît α_a, cît și γ' depind numai de natura fluidului. Cu creșterea temperaturii corpului, disiparea căldurii crește în contul măririi conductivității fluidului, cu alte cuvinte supratemperaturile ridicate prin sporirea lui α duc la intensificarea procesului de cedare a căldurii. În cazul unui rezistor cu preîncălzire, alimentat în curent alternativ, folosit în tehnica măsurării, parametrul variabil $\lambda_f(\theta)$ provoacă o eroare de frecvență. Curbele de încălzire și răcire, în ipoteza că ρ și α variază cu temperatura, sînt curbele exponențiale în baza e numai dacă aceste funcții se exprimă prin ecuații liniare de temperatură.

În tabela 1 se prezintă valorile pentru λ_{f0} (la 0°C) și γ' pentru solicitările termice variind între $\theta_{fm} = 100$ și 1 000 °C pentru diferite fluide.

Din tabela 1 se constată că la uleiul de transformator conductivitatea termică variază foarte mult cu temperatura, mărindu-se considerabil eficacitatea răcirii la temperaturi mai ridicate.

4. Parametrii de timp la încălzire și răcire în cazul particular al unei bobine cu izolație groasă, cînd $p = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$

Relațiile determinate mai sus se referă la cazul ideal cînd corpurile solicitate termic se consideră omogene.

În realitate bobinele, miezurile feromagnetice și rezistoarele montate pe carcase refractare sînt corpuri neomogene, alcătuite din masa activă în care se dezvoltă căldura și masa dielectrică a izolației care împrumută căldura prin conducție termică și o cedează mediului ambiant.

Pentru determinarea parametrilor de timp la încălzire $T_{i\Sigma}$ și la răcire $T_{r\Sigma}$, în cazul maselor active neomogene, cu un factor de utilizare f_u redus, cum sînt bobinele alimentate la tensiune mai ridicată, trebuie să se țină seamă și de căldura specifică a izolației dielectrice, distribuită în straturi uniforme în masa activă.

În cazul unei bobine cu conductoare de secțiune dreptunghiulară [2], situată într-un mediu de răcire cu capacitate calorică infinită, raportînd aria secțiunii transversale a izolației S_y la aria secțiunii transversale a conductorului S_k, se obține:

$$S_y \cdot S_k^{-1} = f_u^{-1} - 1, \qquad (19)$$

în care $f_u = \frac{a \cdot b}{a_y \cdot b_y}$ este factorul de utilizare al secțiunii transversale totale a bobinei, iar a, b, a_y, b_y fiind dimensiunile conductorului, fără și cu izolație.

Înmulțind expresia obținută cu raportul densităților de volum al izolației și conductorului ($\rho_{dy} \cdot \rho_{dk}^{-1}$), se obține raportul dintre masa izolației M_y și masa conductorului M_k:

$$\varepsilon = (f_u^{-1} - 1) \cdot \rho_{dy} \cdot \rho_{dk}^{-1} = M_y \cdot M_k^{-1}. \qquad (20)$$

Din (3) se poate calcula acum constanta de timp termică a bobinei neomogene $T_{a\Sigma}$, rezultînd influența izolației:

$$T_{a\Sigma} = \frac{c_y \cdot M_y + c_k \cdot M_k}{\alpha_a \cdot S} = c_\Sigma \cdot \rho_{dk} \cdot \tau_{sa} \cdot p_a^{-1}, \text{ s}, \qquad (21)$$

în care:

$M_y = \varepsilon \cdot M_k$, kg;

$c_\Sigma = \varepsilon \cdot c_y + c_k$ sînt căldurile specifice: echivalentă pentru bobina neomogenă a izolației și a conductorului, $J \cdot kg^{-1} \cdot grd^{-1}$;

$p_a = \rho_a \cdot j^2$ — pierderile specifice inițiale în conductor (la temperatura mediului ambiant), $W \cdot m^{-3}$.

Tabela 1

Fluidele la presiunea atmosferică	λ_{f0} la 0°C, $W \cdot m^{-1} \cdot grd^{-1}$	γ' grd^{-1}			
		$\theta_{fm} = 100$ °C	$\theta_{fm} = 300$ °C	$\theta_{fm} = 500$ °C	$\theta_{fm} = 1\,000$°C
Aerul atmosferic uscat	0,02440	0,00314	0,00296	0,00270	0,00217
Azot	0,02430	0,00297	0,00283	0,00260	0,00196
Hidrogen	0,17400	0,00240	0,00240	0,00240	0,00240
Oxid de carbon	0,01464	0,00558	0,00556	0,00548	0,00488
Vapori de apă	0,01615	0,00480	0,00560	0,00640	0,00843
Ulei de transformator	0,12500 la 90°C	(la 90°C)			
	0,21	0,00755	—	—	—
Apă	0,559	0,00222	—	—	—

Tabela 1 a fost determinată de autor pe baza unor curbe după [4].

Substituind pe (21) în (10) și (13) se determină parametrii de timp la încălzire și la răcire pentru bobina neomogenă:

$$T_{i\Sigma} = c_\Sigma \cdot \rho_{dk} \cdot \tau_{sa} \cdot (p_a \cdot X^{-1}) \cdot \ln (2{,}7183 + 1{,}7183\ Y); \quad (22)$$

$$T_{r\Sigma} = c_\Sigma \cdot \rho_{dk} \cdot \tau_{sa} \cdot p_a^{-1} \cdot \ln \frac{(2{,}7183 + \gamma' \cdot \tau_r)}{(1 + \gamma' \cdot \tau_r)}, \quad (23)$$

din care rezultă:

$$T_{i\Sigma} > T_i \text{ și } T_{r\Sigma} > T_r. \quad (24)$$

în care înlocuind:

$$\left.\begin{aligned} \frac{t_i}{T_i} = \frac{t_{i\tau}}{T_a} &= \frac{t_i \cdot X \{ln [e + Y (e - 1)]\}^{-1}}{T_a} \\ \frac{t_r}{T_r} = \frac{t_{r\tau}}{T_a} &= \frac{t_r \left[ln \frac{(e + \gamma' \cdot \tau_s)}{(1 + \gamma' \cdot \tau_s)} \right]^{-1}}{T_a} \end{aligned}\right\} \quad (26)$$

$\tau_r = \tau_s$ (în expresia (13)); $t_{c\tau} = t_{i\tau} + t_{r\tau}$

se obține în forma dezvoltată:

$$\tau_{max} = \frac{1 - \exp \{- t_i \cdot X [T_a \cdot \ln (2{,}7183 + 1{,}7183\ Y)^{-1}\}}{1 - \exp \left\{ - t_i \cdot X [T_a \cdot \ln (2{,}7183 + 1{,}7183\ Y)]^{-1} - t_r \left[T_a \cdot \ln \frac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \gamma' \tau_s)} \right]^{-1} \right\}} \tau_s \quad (27)$$

și folosind aceleași relații din (16) se obține:

$$\tau_{min} = \frac{\exp\left(-\frac{t_r}{T_r}\right) - \exp\left[-\left(\frac{t_i}{T_i} + \frac{t_r}{T_r}\right)\right]}{1 - \exp\left[-\left(\frac{t_i}{T_i} + \frac{t_r}{T_r}\right)\right]} \tau_s = \frac{\exp\left(-\frac{t_{r\tau}}{T_a}\right) - \exp\left(-\frac{t_{c\tau}}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{c\tau}}{T_a}\right)} \tau_s; \quad (28)$$

$$\tau_{min} = \frac{\exp \left\{ - t_r \left[T_a \cdot \ln \frac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \gamma' \tau_s)} \right]^{-1} \right\} - \exp \{- t_1 X [\ldots]^{-1} - t_r [\ldots]^{-1}\}}{1 - \exp \left\{ - t_i X [T_a \ln (2{,}7183 + 1{,}7183 Y)]^{-1} - t_r \left[T_a \ln \frac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \gamma' \tau_s)} \right]^{-1} \right\}} \tau_s. \quad (29)$$

Introducînd expresiile pentru $T_{i\Sigma}$ și $T_{r\Sigma}$ din (22) și (23) în ecuațiile exponențiale (9) și (12) se capătă curbele tranzitorii la încălzire și la răcire pentru bobina neomogenă.

5. Regimul periodic intermitent (RPI) în cazul cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$

Notînd cu t_i durata de funcționare (încălzire), t_r — durata de repaus (răcire) și cu $t_c = t_i + t_r$ — durata unui ciclu, plecînd de la relații cunoscute [4], se pot determina supratemperaturile staționare maxime (τ_{max}) și minime (τ_{min}) pentru cazul cînd pierderile în masele active și transmisivitatea termică variază liniar cu temperatura:

$$\tau_{max} = \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_i}{T_i}\right)}{1 - \exp\left[-\left(\frac{t_i}{T_i} + \frac{t_r}{T_r}\right)\right]} \cdot \tau_s = \frac{1 - \exp\left(-\frac{t_{i\tau}}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\frac{t_{c\tau}}{T_a}\right)} \cdot \tau_s, \quad (25)$$

În aceste formule τ_r este supratemperatura staționară a curbei determinată de valorile lui γ' și α'.

În cazul solicitării termice a corpului omogen cînd $\alpha' = 0$ și $\gamma' = 0$, din (27) și (29) se obțin relațiile cunoscute $\tau_{max,a}$ și $\tau_{min,a}$ (fig. 2), conform ipotezelor teoriei clasice [7], [8].

6. Determinarea parametrului de timp T_p al regimului periodic intermitent, cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$

Parametrul de timp T_p se referă la curba exponențională trasată prin punctele corespunzătoare valorilor minime ale regimului periodic intermitent, care marchează momentul începerii ciclurilor succesive ale acestui regim (fig. 2).

Această curbă exponențială are ecuația:

$$\tau = \tau_{min} \left[1 - \exp\left(- \frac{t}{T_p} \right) \right], \quad (30)$$

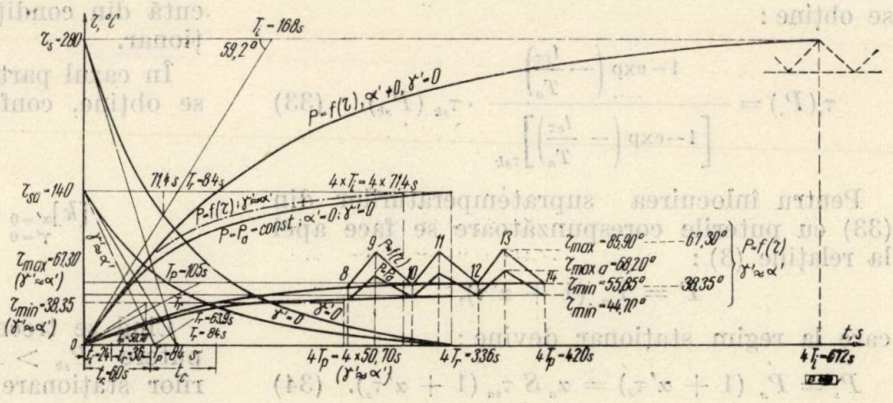


Fig. 2. Solicitarea termică în regim periodic intermitent a unui corp omogen, pentru cazurile:

$\alpha' \approx 0, \gamma' = 0$; $\alpha' = 0, \gamma' = 0$ și $\gamma' \neq \alpha'$ (ipoteză variabilă cu bună aproximație cînd fluidul de răcire este aerul atmosferic umezit). Curbele s-au ridicat pentru un reostat cu elemente rezistoare curbate din tablă silicioasă: $\alpha' = 0{,}00358$ (°C^{-1}); $\tau_s = 280$ (°C) și $T_a = 84$ s; din calcul rezultă $(1 + \alpha' \cdot \tau_s) \approx 2$, deci $\tau_{sa} = \tau_s (1 + \alpha' \cdot \tau_s)^{-1} = 140$ (°C).

în care pentru T_p se obține expresia de bază [8]:

$$T_p = \frac{t_c}{t_{c\tau}} \cdot T_r, \tag{31}$$

sau:

$$T_p = \frac{t_c \cdot T_a \cdot \ln \dfrac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \gamma' \tau_s)}}{t_i X \left[\ln (2{,}7183 + 1{,}7183\, Y)\right]^{-1} + t_r \left[\ln \dfrac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \gamma' \tau_s)}\right]^{-1}} \tag{32}$$

rezultînd:

$$\text{pentru } \gamma' = 0\text{: } T_p \begin{cases} < T_i \\ < T_r, \text{ iar pentru } \gamma' \to 0, T_p \\ < T_a \end{cases} \begin{cases} < T_i \\ > T_r \\ > T_a \end{cases}$$

În figura 2 se reprezintă regimul periodic intermitent pentru cazul concret considerat, observîndu-se diferențele mari dintre cele două situații, cînd $P = f(\tau)$ și $P = \text{const.}$

7. Determinarea factorului de supraîncărcare k_τ la regim periodic intermitent, cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$

În regim periodic intermitent, la $I = \text{const.}$, totdeauna se obține $\tau_{max} < \tau_a$ (27), acest lucru permițînd supraîncărcarea obiectului cu un curent mai mare.

În ipoteza aceloraşi condiții de evacuare a căldurii în mediul ambiant, la încălzire și la răcire și acceptînd supratemperatura maximă la RPI ($\tau_{max\,k}$), cînd $\rho = f(\tau)$ și $\alpha = f(\tau)$, egală cu supratemperatura admisibilă staționară τ_s, la puterea de durată P_s, se poate obține ca în regimul intermitent puterea admisibilă P_{sk} să atingă valoarea de k_τ ori mai mare decît puterea în regimul de durată. Astfel în (25) sau în (27), făcînd substituirile:

$$\tau_{max} \to \tau_{max\,k} = \tau_s\,(P_s) \text{ și } \tau_s \to \tau_{sk}\,(P_{sk}),$$

se obține:

$$\tau_s(P_s) = \frac{1 - \exp\left(-\dfrac{t_{i\tau}}{T_a}\right)}{\left[1 - \exp\left(-\dfrac{t_{c\tau}}{T_a}\right)\right]_{\tau_{sk}}} \cdot \tau_{sk}\,(P_{sk}). \tag{33}$$

Pentru înlocuirea supratemperaturilor din (33) cu puterile corespunzătoare se face apel la relațiile (3):

$$P = P_a\,(1 + \alpha' \tau),$$

care la regim staționar devine:

$$P_s = P_a\,(1 + \alpha' \tau_s) = \alpha_a S\, \tau_{sa}\,(1 + \alpha' \tau_s). \tag{34}$$

Înlocuirea lui τ_{sa} în expresia (34) se efectuează pe baza relației (7), care ilustrează dependența lui τ_s cu τ_{sa}, α' și γ'. Astfel separînd pe τ_{sa}, se obține:

$$\tau_{sa} = \frac{(1 + \gamma' \tau_s)}{(1 + \alpha' \tau_s)} \cdot \tau_s, \tag{35}$$

care în particular pentru $\gamma' = 0$, duce la relația cunoscută [8]:

$$\tau_{sa} = (1 + \alpha' \tau)^{-1} \tau_s. \tag{36}$$

Relația (33) devine acum:

$$P_s = \alpha_a S\, \tau_s (1 + \gamma' \tau_s), \tag{37}$$

de unde

$$\tau_s\,(P_s) = \frac{P_s}{\alpha_a S (1 + \gamma' \tau_a)}, \tag{38,a}$$

sau pentru o altă putere (în cazul considerat $P_{sk} > P_s$):

$$\tau_{sk}(P_{sk}) = \frac{P_{sk}}{\alpha_a S (1 + \gamma \cdot \tau_{sk})}. \tag{38,b}$$

Substituind ultimele două expresii în (33), se obține pentru factorul de supraîncărcare la RPI:

$$k_r \frac{P_{sk}}{P_s} = \frac{(1 + \gamma' \tau_{sk})}{(1 + \gamma' \tau_s)} \cdot \frac{\left[1 - \exp\left(-\dfrac{t_{c\tau}}{T_a}\right)\right]_{\tau_{sk}}}{\left[1 - \exp\left(-\dfrac{t_{i\tau}}{T_a}\right)\right]} \tag{39,a}$$

sau conform (33):

$$k_r = \frac{(1 + \gamma' \tau_{sk})}{(1 + \gamma' \tau_s)} \cdot \frac{\tau_{sk}\,(P_{sk})}{\tau_s\,(P_s)}. \tag{39,b}$$

Utilizînd expresiile din (26), se obține în final:

$$k_\tau = \frac{1 + \gamma' \tau_{sk}}{1 + \gamma' \tau_s} \cdot \frac{1 - \exp\left\{-t_i X \left[T_a \ln (2{,}7183 + 1{,}7183\, Y)\right]^{-1} - t_r \left[T_a \ln \dfrac{(2{,}7183 + \gamma' \tau_{sk})}{(1 + \gamma' \tau_{sk})}\right]^{-1}\right\}}{1 - \exp\left\{-t_i X \left[T_a \ln (2{,}7183 + 1{,}7183\, Y)\right]^{-1}\right\}} \tag{40}$$

Pentru un caz concret dat, pe baza expresiei (33), se poate trasa grafic relația dintre $\tau_s(P_s)$ și $\tau_{sk}(P_{sk})$, care oferă posibilitatea aflării lui τ_{sk} pentru o supratemperatură τ_s cunoscută din condițiile de încărcare la regim staționar.

În cazul particular, cînd $\alpha' = 0$ și $\gamma' = 0$, se obține, conform teoriei clasice [7]:

$$[k]_{\substack{\alpha' = 0 \\ \gamma' = 0}} = \frac{1 - \exp\left(-\dfrac{t_c}{T_a}\right)}{1 - \exp\left(-\dfrac{t_i}{T_a}\right)} = \frac{\tau_s}{\tau_{max}}. \tag{41}$$

Cînd se trece de la o putere P_s la o altă putere $P_{sk} > P_s$ raportul supratemperaturilor staționare τ_{sk}/τ_s corespunzătoare pute-

rilor considerate va fi egal cu raportul creşterilor relative de putere p_{sk}/p_s, faţă de puterile active iniţiale P_a şi P_{ak}, conform ipotezelor teoriei clasice (fig. 3).

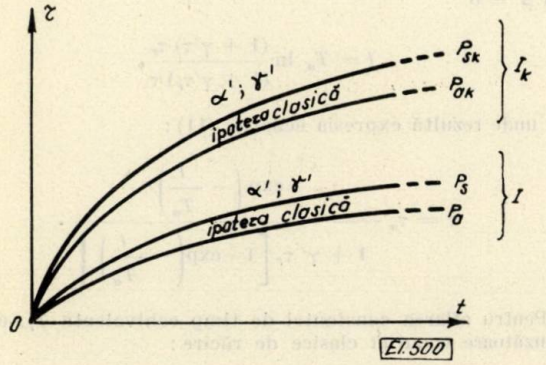


Fig. 3. Solicitările termice cînd se trece de la o putere P_s, la o altă putere $P_{sk} > P_s$, cînd se ţine seamă de $\alpha' \neq 0$ şi $\gamma' \neq 0$.

Astfel conform (34) se poate scrie explicitat:

$$P_s = P_a\,[1 + \alpha'\,\tau_s\,(\tau_{sa};\ \alpha';\ \gamma')], \qquad (42)$$

în care sînt date iniţial $P_a = I^2 \cdot R_a$; α', γ', α_a şi S, putîndu-se calcula mărimile $\tau_{sa}\,(P_a)\,\tau_s$, şi P_s.

În mod asemănător cu (42) se obţine:

$$P_{sk} = P_{ak}\,[1 + \alpha'\,\tau_{sk}\,(\tau_{sak};\ \alpha';\ \gamma')], \qquad (43)$$

în ipoteza că condiţiile răcirii rămîn neschimbate şi $P_{ak} = I_k^2\,R_a$.

Izolînd din (42) şi (43) supratemperaturile staţionare şi raportîndu-le, se constată:

$$\frac{\tau_{sk}}{\tau_s} = \frac{(P_{sk} - P_{ak})\cdot P_{ak}^{-1}}{(P_s - P_a)\cdot P_a^{-1}} = \frac{P_{sk}}{P_s}. \qquad (44)$$

Avînd expresiile $P_{ak} = I_k^2 \cdot R_a$; $P_s = I^2 \cdot R_a$ şi (34), se primeşte noua încercare:

$$I_k = I\tau_{sak}^{0,5}\,\tau_{sa}^{0,5} = I\left[\frac{(1+\gamma'\cdot\tau_{sk})}{(1+\alpha'\tau_{sk})}\cdot\frac{(1+\alpha'\tau_s)}{(1+\gamma'\tau_s)}\cdot\frac{\tau_{sk}}{\tau_s}\right]^{0,5}. \qquad (45)$$

8. Concluzii

Din cele analizate în lucrare rezultă că, în cazul căilor de curent cu coeficienţi de temperatură ai rezistivităţii relativ ridicaţi, variaţia cu temperatura a pierderilor dezvoltate şi a transmisivităţii termice influenţează substanţial asupra parametrilor care determină funcţiunile temporale ale supratemperaturilor în procesele încălzirii, răcirii şi regimului periodic intermitent. Urmărirea acestei influenţe prezintă o mare importanţă pentru reglajul proceselor termice în instalaţiile automate.

Pe baza studiului efectuat se pot formula următoarele concluzii principale:

1. Funcţiunile temporale $\tau(t)$ la diferite regimuri tranzitorii, cînd $P = f(\tau)$, şi $\alpha = f(\tau)$, sînt funcţiuni exponenţiale.

2. Mărimea T_i, corespunzătoare încălzirii corpului, nu mai este o constantă, ci este un parametru de timp variabil cu sarcina şi temperatura.

3. Mărimea T_r, corespunzătoare răcirii corpului, este un parametru de timp, funcţie de temperatură.

4. Cînd $\alpha = f(\tau)$ pentru γ' din ce în ce mai mare, răcirea se efectuează evident mai rapid decît în cazul $\alpha = \alpha_a = \text{const}$.

5. În cazul unei bobine (Σ) considerată neomogenă $T_{i\Sigma} > T_i$ şi $T_{r\Sigma} > T_r$.

6. La regimul periodic intermitent pe măsură ce creşte γ' parametrul de timp T_p se micşorează, reducîndu-se durata tranzitorie a acestor regimuri.

7. Prin creşterea lui γ' posibilităţile de supraîncărcare a căii de curent cresc considerabil.

8. În general se constată că, pe măsură ce creşte γ', procesele termice în momentele iniţiale la cele trei regimuri considerate sînt mai rapide.

Anexa

a) Demonstraţia relaţiilor (8) şi (10)

Se obţine ecuaţia generală (4):

$$\frac{dt}{T_a} = \frac{1 + \beta'\tau}{\tau_{sa} - (1 - \alpha'\,\tau_{sa})\tau - \gamma'\tau_s^2}\,d\tau.$$

Notînd cu:

$$\xi_1 = \frac{1}{2\gamma'}\left[\sqrt{(1-\alpha'\,\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\,\tau_{sa}} + (1 - \alpha'\,\tau_{sa}\right);$$

$$\xi_2 = \frac{1}{2\gamma'}\left[\sqrt{(1-\alpha'\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\tau_{sa}} - (1 - \alpha'\tau_{sa})\right],$$

după integrarea lui (4) şi determinarea constantei de integrare, în ipoteza că la $t = 0$, $\tau = \tau_0 = \theta_0 - \theta$ (supratemperatura iniţială), se află:

$$t = \frac{T_a}{\gamma'\,(\xi_1 + \xi_2)}\left\{(1 - \beta'\xi_1)\ln\frac{\xi_1 + \tau}{\xi_1 + \tau_0} - (1 - \beta'\,\xi_2)\ln\frac{\xi_2 - \tau}{\xi_2 - \tau_0}\right\}.$$

La $t = \alpha$ trebuie ca $\xi_2 - \tau = 0$. Deoarece la $t = \alpha$, $\tau = \tau_s$ se obţine $\xi_2 - \tau_s$ şi cum $\xi_1 = \dfrac{\tau_{sa}}{\gamma'\,\tau_s}$, se poate scrie:

$$t = \frac{T_a}{\sqrt{(1 - \alpha'\,\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\,\tau_{sa}}}\left[\left(1 - \beta'\frac{\tau_{sa}}{\gamma'\,\tau_s}\right)\ln\frac{\tau_{sa} + \gamma'\tau_s\tau}{\tau_{sa} + \gamma'\,\tau_s\,\tau_0} - (1 - \beta'\,\tau_s)\ln\frac{\tau_s - \tau}{\tau_s - \tau_0}\right],$$

iar:

$$\tau_s = \frac{\sqrt{(1 - \alpha'\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\tau_{sa}} - (1 - \alpha'\tau_{sa})}{2\,\gamma'}$$ (relaţia (7) din articol).

La $\beta' = 0$ ecuația pentru timp devine:

$$t = \frac{T_a}{\sqrt{(1-\alpha'\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\tau_{sa}}} \ln \frac{(\tau_s + \gamma'\tau_s\tau)(\tau_s - \tau_0)}{(\tau_{sa} + \gamma'\tau_s\tau_0)(\tau_s - \tau)},$$

de unde se poate deduce ecuația încălzirii:

$$\tau = \frac{\tau_s(\tau_{sa} + \gamma'\tau_s\tau_0) - \tau_{sa}(\tau_s - \tau_0)\exp\left(-\frac{X}{T_a}t\right)}{(\tau_{sa} + \gamma'\tau_s\tau_0) + \gamma'\tau_s(\tau_s - \tau_0)\exp\left(-\frac{X}{T_a}t\right)},$$

știind că la $t = 0$, $\tau = \tau_0$ și la $t = \infty$, $\tau = \tau_s$ și $X = \sqrt{(1-\alpha'\tau_{sa})^2 + 4\gamma'\tau_{sa}}$ (relația (5) din articol).

În ipoteza că încălzirea inițială $\tau_0 = 0$, se obține:

$$t = \frac{T_a}{X} \cdot \ln \frac{(\tau_{sa} + \gamma'\tau_s\tau)\tau_s}{(\tau_s - \tau)\tau_{sa}}.$$

Notînd cu $Y = \frac{X - (1 - \alpha'\cdot\tau_{sa})}{X + (1 - \alpha'\cdot\tau_{sa})}$, relația (6), rezultă pentru t din ultima ecuație expresia finală:

$$t = \frac{T_a}{X} \cdot \ln \frac{\tau_s + Y\tau}{\tau_s - \tau},$$

de unde se deduce ecuația curbei încălzirii (8):

$$\tau = \tau_s \frac{1 - \exp\left(-\frac{X}{T_a}t\right)}{1 + Y\exp\left(-\frac{X}{T_a}t\right)}.$$

Echivalînd această ecuație cu o ecuație exponențială de forma:

$$\tau = \tau_s\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right)\right]$$

și punînd în ambele ecuații $t = T_i$, se obține prin egalarea acestor expresii parametrul de timp T_i pentru ecuația clasică echivalentă:

$$T_i = T_a \cdot X^{-1} \ln [e + Y(e - 1)],$$

adică relația (10) din articol.

b) Demonstrația relațiilor (11) și (13)

În procesul răcirii $P = 0$ și $\tau_{sa} = 0$, deci ecuația (4) devine:

$$\frac{dt}{T_a} + \frac{(1 + \beta'\tau)\,d\tau}{(1 + \gamma'\tau)\tau} = 0.$$

Dacă în momentul inițial (la $t = 0$), cînd începe răcirea corpului, supratemperatura $\tau = \tau_r$, prin integrare se obține:

$$t = T_a\left[\frac{\beta' - \gamma'}{\gamma'} \ln \frac{1 + \gamma'\tau_r}{1 + \gamma'\tau} + \ln \frac{\tau_r}{\tau}\right].$$

La $\beta' = 0$

$$t = T_a \ln \frac{(1 + \gamma'\tau)\tau_r}{(1 + \gamma'\tau_r)\tau},$$

de unde rezultă expresia ecuației (11):

$$\tau = \tau_a \frac{\exp\left(-\frac{t}{T_a}\right)}{1 + \gamma'\tau_r\left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_a}\right)\right]}.$$

Pentru aflarea constantei de timp echivalente T_r, corespunzătoare ecuației clasice de răcire:

$$\tau = \tau_r \exp\left(-\frac{t}{T_r}\right),$$

se vor egala cele două ecuații în care s-a introdus $t = T_r$ și se obține expresia (13):

$$T_r = T_a \ln \frac{(e + \gamma'\tau_r)}{(1 + \gamma'\tau_r)}.$$

Bibliografie

[1] *Avramescu, A.* Constanta de timp a fenomenelor tranzitorii. În: Bul. științific. Secțiunea de științe tehnice și chimice a Academiei, tom. **IV**, nr. 3–4, 1952, p. 241–248.

[2] *Gotter, G.* Erwärmung und Kühlung elektrischer Machinen. Berlin, Gottingen, Heidelberg, Springer Verlag, 1954.

[3] *Kaspar, F.* Dvojkovy v elektrotechnice Stàni Nakladatelstvi Technické, Literatury. Praha 2, Spàlena 51.

[4] *Miheev, M. A.* Osnovi teploperedaci. Moscova, Leningrad, GEI, 1949.

[5] *Popescu, C.* Curs de materiale electrotehnice. București, Editura de stat didactică și pedagogică, 1960.

[6] *Popov, V. C.* Metalliceskie podogrevaemie soprotivlenia v elektroizmeritelnoi tehnike i avtomatike. Moscova, Leningrad, Izd. Nauka, 1964.

[7] *Richter, R.* Mașini electrice, vol. **I**. București, Editura tehnică, 1958.

[8] *Suciu, I.* Studiul regimului periodic intermitent cînd pierderile dezvoltate în căile de curent variază cu temperatura. În: Bul. șt. și teh. al I.P. Timișoara, tom. **27**, fasc. I, 1968.

Intrat în redacție la 22.I.1968

Scheme electrice de wattmetre magnetorezistive, în curent alternativ sinusoidal, fără erori de metodă

Avram Heler şi Dumitru Daba* — Timişoara

CZ 621.317.784.025 ; 538.632

1. Multiplicatorul magnetorezistiv

Wattmetrele magnetorezistive au ca element component principal multiplicatorul magnetorezistiv [1], cu schema electrică reprezentată în figura 1.

Plăcuţa semiconductoare de rezistenţă interioară r_{iB} este plasată în întrefierul unui circuit magnetic, în care cîmpul magnetic de inducţie $\overline{B}$ este produs de amperspirele $I_0 N_0$ şi $i_B N_B$. Amperspirele $I_0 N_0$ (I_0 — curent continuu, constant în timp) asigură în întrefier un cîmp de inducţie $\overline{B}_0$, independent de valoarea curentului alternativ i_B. Acest cîmp se poate obţine şi cu ajutorul unui magnet permanent, care va face parte din circuitul magnetic al multiplicatorului. Peste cîmpul $\overline{B}_0$ se suprapune cel produs de amperspirele $i_B N_B$, de inducţie $\overline{B}_B$.

Considerînd caracteristica magnetică a circuitului magnetic ca fiind liniară şi liniile cîmpului magnetic normale la suprafaţa plăcuţei semiconductoare, pentru inducţia B se poate scrie :

$$B = B_0 + B_B = K_N\{I_0 N_0 + i_B N_B\}.$$

Rezistenţa plăcuţei semiconductoare variază cu inducţia magnetică (efect magnetorezistiv). Literatura consultată nu indică o expresie analitică simplă pentru această dependenţă, valabilă la orice inducţii. De aceea în lucrare

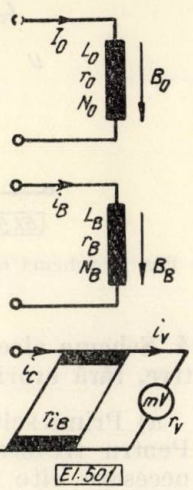


Fig. 1. Schema electrică a multiplicatorului magnetorezistiv.

ea se consideră cunoscută, fiind determinată experimental şi redată calitativ în figura 2.

Rezultă că pentru inducţii $B > B_0$ această dependenţă poate fi considerată ca fiind practic liniară. După [1], [2], [3], [4] în acest domeniu r_{iB} se scrie :

$$r_{i_B} = r_{i_0} + nB = r_{i_{B_0}} + nB_B, \qquad (2)$$

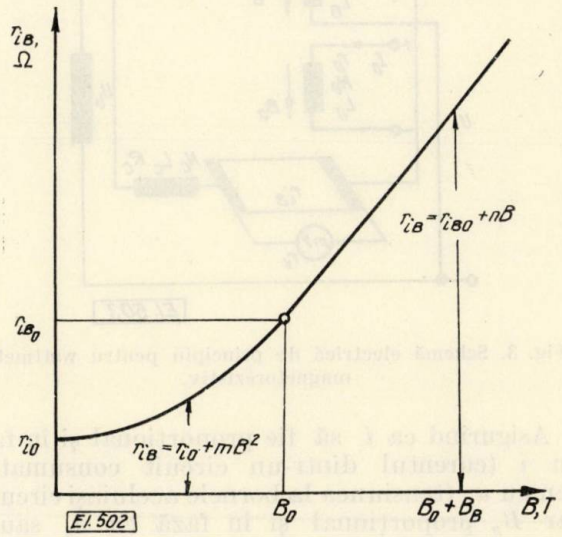


Fig. 2. Dependenţa rezistenţei plăcuţei semiconductoare la inducţia magnetică.

unde :

r_{i_B} este rezistenţa plăcuţei semiconductoare în prezenţa inducţiei magnetice $B = B_0 + B_B$;

$r_{i_{B_0}} = r_{i_0} + bB_0$ — rezistenţa plăcuţei în prezenţa lui B_0 ;

n — sensibilitatea multiplicatorului magnetorezistiv [1], [2].

Termenul nB_B reprezintă variaţia rezistenţei plăcuţei semiconductoare cu inducţia B_B.

2. Posibilitatea măsurării puterii active folosind multiplicatorul magnetorezistiv

În figura 1 instrumentul de măsură mV are rezistenţa interioară $r_v \gg r_{i_B}$, astfel că $i_v \ll i_c$. În aceste condiţii el va măsura căderea de tensiune :

$$u_v = i_c\, r_{i_{B_0}} + n i_c\, B_B = u_0 + u_G, \qquad (3)$$

unde :

u_0 este aşa-numita tensiune de zero [1], [2] ;

u_G — tensiunea Gauss, care corespunde creşterii rezistenţei plăcuţei semiconductoare cu inducţia B_B.

*Dr. ing. *A. Heler* este conferenţiar, iar ing. *D. Daba* este asistent la facultatea Electrotehnică, I. P. Timişoara.

Dacă i_c și B_B sînt mărimi alternative sinusoidale, iar instrumentul folosit — magnetoelectric — tensiunea măsurată va reprezenta valoarea medie în raport cu o perioadă a tensiunii Gauss, întrucît valoarea medie a tensiunii de zero este nulă.

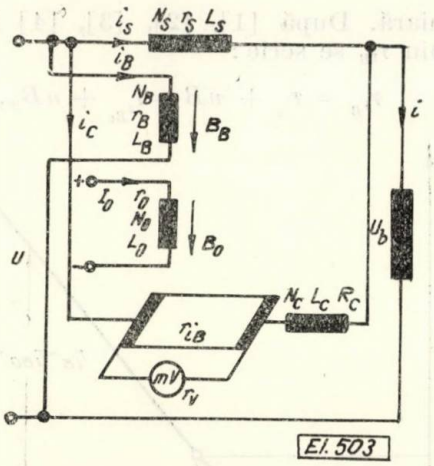


Fig. 3. Schemă electrică de principiu pentru wattmetru magnetorezistiv.

Asigurînd ca i_c să fie proporțional și în fază cu i (curentul dintr-un circuit consumator) sau cu u_b (tensiunea la bornele aceluiași circuit), iar B_B proporțional și în fază cu u_b sau i, tensiunea măsurată U_{Gmed} va fi proporțională cu puterea activă din circuitul consumator. În adevăr, dacă, spre exemplu:

$$i_c = K_{i_c} i = K_{i_c} i_m \sin(\omega t - \varphi);$$

$$B_B = K_{v_B} u_b = K_{v_B} u_{b_m} \sin \omega t, \qquad (4)$$

atunci:

$$U_{Gmed} = \frac{1}{T} \int_0^T u_G \, dt = K_p P, \qquad (5)$$

unde:

$$K_p = n K_{i_c} K_{v_B},$$

adică tensiunea Gauss măsurată este o măsură a puterii active din circuitul consumator, $P = U_b I \cos \varphi$.

Se poate trage concluzia că folosind un multiplicator magnetorezistiv care funcționează la inducții magnetice mari ($B > B_0$) se poate măsura puterea activă din circuitele de curent alternativ sinusoidal.

Pentru realizarea wattmetrelor magnetorezistive s-au conceput două scheme de principiu.

3. Scheme electrice de principiu

A. Prima schemă este reprezentată în figura 3. Circuitul de curent al wattmetrului îl constituie circuitul de comandă al multiplicatorului (parcurs de i_c), iar circuitul de tensiune — cel de excitație (parcurs de i_B). Inductivitatea L_0 din circuitul de curent continuu se alege cît mai mare, pentru a face neglijabilă influența circuitului de curent alternativ, parcurs de i_B, asupra lui I_0.

O schemă similară celei de mai sus se obține dacă circuitul de tensiune al wattmetrului se conectează în montaj aval față de cel de curent.

B. A doua schemă de principiu propusă este reprezentată în figura 4. Aici, circuit de curent este circuitul de excitație, iar circuit de tensiune — cel de comandă. Și aici se obține o variantă a schemei prin conectarea circuitului de tensiune în montaj aval.

La schemele de mai sus, pe lîngă condițiile de proporționalitate între mărimile din expresia puterii active de măsurat și cele din expresia tensiunii Gauss, sînt necesare și condițiile de defazaj (mărimile să fie proporționale și în fază sau să facă același unghi). Din ultimele condiții rezultă anumite relații între parametrii schemelor și, funcție de acestea, variante ale lor. Toate aceste variante sînt însoțite de erori de metodă [2], [5].

Se pot concepe încă și scheme de wattmetre magnetorezistive fără erori de metodă. În [6] au fost tratate schemele concepute pentru curent continuu. Pentru curent alternativ sinusoidal, autorii propun în continuare un număr de patru scheme electrice originale, lipsite de erori de metodă.

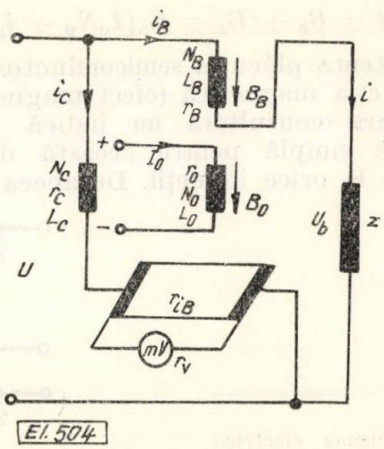


Fig. 4. Schemă electrică de principiu pentru wattmetru magnetorezistiv.

4. Schema electrică de wattmetre magnetorezistive, fără erori de metodă

a) Prima schemă este reprezentată în figura 5. Pentru realizarea circuitelor wattmetrice sînt necesare cîte două bobine identice, montate pe două circuite magnetice identice, pentru a se compensa inductivitatea mutuală dintre ele [2].

Cu notațiile din schemă și folosind calculul cu mărimi complexe, se poate scrie:

$$\underline{I}_c = I;$$

$$\underline{I}_B = (g_B - jb_B)\,\underline{U}_b + (\alpha_c + j\beta_c)\,\underline{I}, \qquad (6)$$

unde:

g_B este conductanța circuitului de tensiune;

b_B — susceptanța aceluiași circuit;

α_c, β_c — coeficienți, funcții de parametrii schemei.

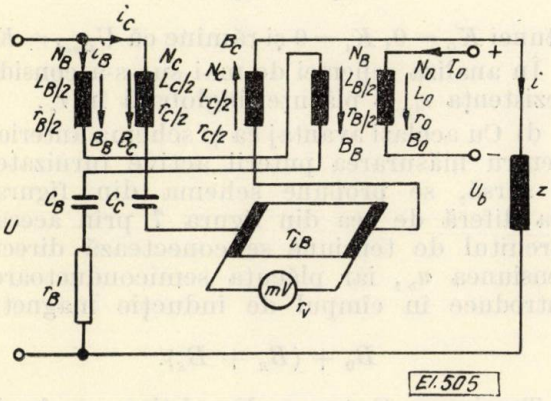


Fig. 5. Schemă de wattmetru magnetorezistiv.

La circuit magnetic liniar:

$$B_c = K_N N_c i_c;$$
$$B_B = K_N N_B i_B. \quad (7)$$

Plăcuța semiconductoare se află în cîmpul magnetic de inducție:

$$B_0 + (B_B - B_c) = B_0 + K_N\{N_B i_B - N_c i_c\}. \quad (8)$$

Tensiunea Gauss, ca valoare instantanee, se scrie deci:

$$u_G = n i_c K_N (N_B i_B - N_c i_c), \quad (9)$$

iar ca valoare medie în raport cu o perioadă [2]:

$$U_{Gmed} = R_e n k_N I_c^* (N_B \underline{I}_B - N_c \underline{I}_c), \quad (10)$$

unde $\underline{I}_c^*$ este conjugata mărimii complexe $\underline{I}_c$.

Efectuînd calculele, se obține:

$$U_{Gmed} = K_p P + K_Q Q + K_i I^2, \quad (11)$$

unde:

$$K_p = nK_N N_B g_B;$$
$$K_G = nK_N N_B b_B; \quad (12)$$
$$K_i = nK_N (N_B \alpha_c - N_c),$$

$Q = U_b I \sin\varphi$ fiind puterea reactivă a consumatorului.

Rezultă că tensiunea măsurată devine proporțională numai cu puterea activă de măsurat, $P = U_b I \cos\varphi$, dacă sînt îndeplinite simultan condițiile: $KQ = 0$ și $K_i = 0$, adică:

$$b_B = 0;$$
$$N_B \alpha_c - N_c = 0. \quad (13)$$

Prima condiție este satisfăcută realizînd circuitul de excitație cu rezonanță de tensiune, caz în care a doua condiție devine:

$$\frac{N_B}{N_c} = \frac{r_B + r'_B}{r_c + r_{i_B}}, \quad (14)$$

relație ce poate fi ușor satisfăcută. Acum:

$$P = \frac{5}{K_p} U_{Gmed}, \quad (15)$$

unde $\frac{1}{K_p}$ este sensibilitatea wattmetrului.

Eroarea wattmetrului magnetorezistiv, construit pe baza schemei din figura 5, este practic eroarea cu care se măsoară tensiunea U_{Gmed}, cînd frecvența este constantă.

Prezența condensatorului C_c este necesară pentru realizarea rezonanței de tensiune și în circuitul de comandă, atunci cînd reactanța inductivă a acestui circuit ar modifica defazajul dintre U_b și I.

b) În practică apare uneori necesitatea măsurării puterii furnizate de o anumită sursă de tensiune alternativă sinusoidală, ca funcție de alți factori sau cu scopul de a stabili regimul optim de funcționare. Folosind un wattmetru obișnuit, erorile de metodă devin mari, mai ales în cazul unor puteri mici furnizate de sursa respectivă. Pentru înlăturarea acestor neajunsuri, autorii propun realizarea unui wattmetru magnetorezistiv pe baza schemei din figura 6. Prin u_g și i_g s-au notat tensiunea la bornele sursei și, respectiv, curentul furnizat de sursă.

Această schemă diferă de cea din figura 5 prin faptul că circuitul de tensiune al wattmetrului este conectat în montaj aval față de circuitul de curent, iar plăcuța semiconductoare se găsește în cîmpul de inducție magnetică $B_0 + (B_B + B_c)$.

Păstrînd aceleași notații, pe baza schemei din figura 6, se poate scrie:

$$\underline{I}_c = \underline{I}_g;$$
$$\underline{I}_B = (g_B - jb_B)\underline{U}_g - (\alpha_g + j\beta_g)\underline{I}_g. \quad (16)$$

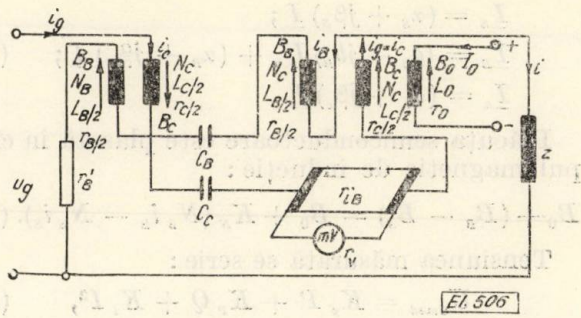


Fig. 6. Schemă de wattmetru magnetorezistiv.

Calculînd analog ca mai sus tensiunea Gauss medie, se obține:

$$U_{Gmed} = K_p P_g + K_Q Q_g + K_i I_g^2, \quad (17)$$

în care :

$$K_p = nK_N N_B g_B;$$
$$K_Q = nK_N N_B b_B; \quad (18)$$
$$K_i = nK_N (N_c - N_B \alpha_g),$$

iar P_g și Q_g sînt puterile activă și, respectiv, reactivă furnizate de sursă.

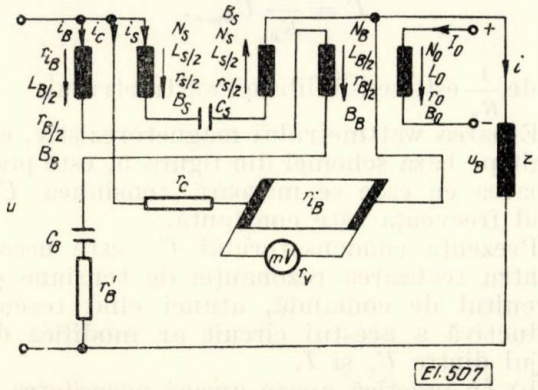


Fig. 7. Schemă de wattmetru magnetorezistiv.

În condițiile $K_Q = 0$ și $K_i = 0$, adică :

$$b_B = 0;$$
$$N_c - N_B \alpha_g = 0, \quad (19)$$

tensiunea măsurată devine proporțională doar cu puterea P_g. Din analiza condițiilor (19) se găsește că sînt necesare aceleași relații între parametrii schemei ca și cele referitoare la schema din figura 5.

La wattmetrele magnetorezistive realizate pe baza schemelor din figurile 5 și 6, domeniul de curent este limitat din cauza curentului maxim admisibil prin plăcuța semiconductoare. Acesta este aproximativ de 0,1 A la InSb și mult mai mic în cazul folosirii germaniului ca material semiconductor.

c) Pentru înlăturarea acestui neajuns se propune schema din figura 7. În cazul acestei scheme, se poate scrie :

$$\underline{I}_S = (\alpha_S + j\beta_S)\,\underline{I};$$
$$\underline{I}_B = (g_B - jb_B)\,\underline{U}_b + (\alpha_B + j\beta_B)\,\underline{I}; \quad (20)$$
$$\underline{I}_c = (\alpha_c + j\beta_c)\,\underline{I}.$$

Plăcuța semiconductoare este plasată în cîmpul magnetic de inducție :

$$B_0 + (B_B - B_S) = B_0 + K_N (N_B i_B - N_S i_S). \quad (21)$$

Tensiunea măsurată se scrie :

$$U_{Gmed} = K_p P + K_P Q + K_i I^2, \quad (22)$$

unde :

$$K_p = nK_N N_B (\alpha_c g_B - \beta_c b_B);$$
$$K_Q = nK_N N_B (g_B \beta_c + \alpha_c b_B); \quad (23)$$
$$K_i = nK_N \{N_B (\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B) - N_S (\alpha_c \alpha_S + \beta_c \beta_S)\}.$$

Dacă prin parametrii schemei se asigură ca :

$$X_S = 0;$$
$$X_B = 0; \quad (24)$$
$$\frac{N_B}{N_S} = \frac{r_B + r'_B}{r_s},$$

atunci $K_Q = 0$, $K_i = 0$ și rămîne că $U_{Gmed} = K_p P$.

În analiza schemei de mai sus s-a considerat rezistența r_{i_B} a plăcuței înglobată în r_c.

d) Cu același avantaj ca și schema anterioară, pentru măsurarea puterii active furnizate de o sursă, se propune schema din figura 8. Ea diferă de cea din figura 7 prin aceea că circuitul de tensiune se conectează direct la tensiunea u_b, iar plăcuța semiconductoare se introduce în cîmpul de inducție magnetică :

$$B_0 + (B_B + B_S).$$

Tensiunea Gauss medie obține, ca în (17), forma :

$$U_{Gmed} = K_p P_g + K_a Q_g + K_i I_g^2, \quad (25)$$

unde :

$$K_p = nK_N N_B (\alpha_c g_B - \beta_c b_B);$$
$$K_Q = nK_N N_B (g_B \beta_c + \alpha_c b_B); \quad (26)$$
$$K_i = N_S (\alpha_c \alpha_S + \beta_c \beta_S) - N_B (\alpha_c \alpha_B + \beta_c \beta_B).$$

Asigurînd aceleași condiții ca cele exprimate în (24), se obține $K_Q = 0$, $K_i = 0$ și $U_{Gmed} = K_p P_g$.

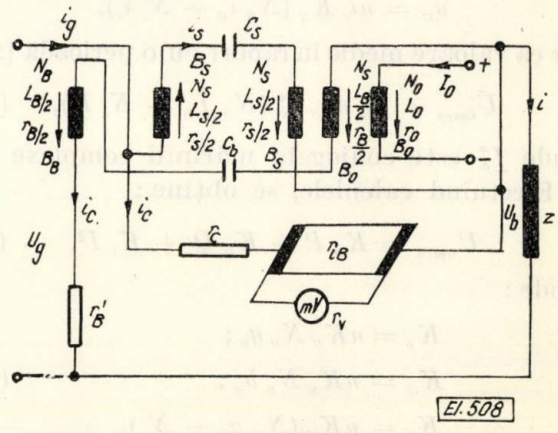


Fig. 8. Schemă de wattmetru magnetorezistiv.

5. Rezultate experimentale

Autorii au experimentat schemele propuse în lucrare. Ca material semiconductor a fost folosit InSb de proveniență indigenă. Dependența lui r_{i_B} de inducție magnetică, determinată experimental pentru plăcuța folosită, este reprezentată în figura 9.

Se vede că pentru această plăcuță $B_0 = 0{,}3$ T. Circuitele magnetice au fost confecționate din tole silicioase obișnuite (miez în manta, cu întrefier la mijlocul coloanei centrale) și cu caracteristica magnetică determinată experimental, reprezentată în figura 10. Se vede că ea este liniară pînă la o inducție de aproximativ 0,45 T.

Pentru schema din figura 5, parametrii circuitelor au fost următorii:

$$r_B = 130{,}3\ \Omega \qquad r_c = 0{,}48\ \Omega$$

$$L_B = 0{,}44\ \text{H} \qquad L_c = 1{,}5 \cdot 10^3\ \text{H}$$

$$C_B = 4{,}16 \cdot 10^{-2}\ \text{F} \qquad r'_B = 1\,988\ \Omega,$$

iar $N_B = 1\,000$ spire, $N_0 = 2\,000$ spire, $N_c = 40$ spire. Pentru obținerea unei capacități C_B cît mai mici, s-a introdus în serie cu circuitul de tensiune o bobină avînd $r = 81{,}7\ \Omega$ și $L = 2\,\text{H}$. De asemenea, pentru satisfacerea condiției (14), în serie cu plăcuța semiconductoare, s-a introdus o rezistență ohmică avînd 87 Ω.

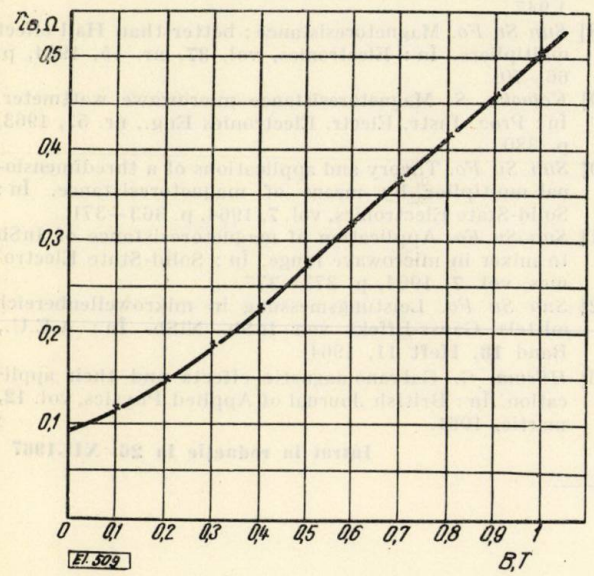


Fig. 9. Dependența $r_{i_B} = f(B)$ la multiplicatorul folosit.

Wattmetrul realizat a avut domeniul de tensiune 0—220 V, iar cel de curent 0—0,1 A, ultimul fiind impus de limita superioară a porțiunii liniare a caracteristicii magnetice a circuitului magnetic folosit, precum și de valoarea admisibilă a curentului prin plăcuța semiconductoare.

Rezultatele măsurărilor efectuate de autori cu acest wattmetru sînt prezentate în figura 11, sub forma dependenței tensiunii Gauss, de puterea activă P. Se vede că această dependență este liniară, rezultînd o sensibilitate a wattmetrului de 22,2 W/mV.

Măsurările au fost făcute la $\cos \varphi = 0{,}8$ inductiv. Modificarea puterii s-a făcut prin modificarea tensiunii la borne. În lipsa unui wattmetru de puteri mici la curenți mici, puterea activă a fost calculată din $P = I^2R$.

La wattmetrul realizat nu s-a folosit rezonanța de tensiune și în circuitul de curent, deoarece ωL_c a fost neglijabilă față de impedanța consumatorului folosit.

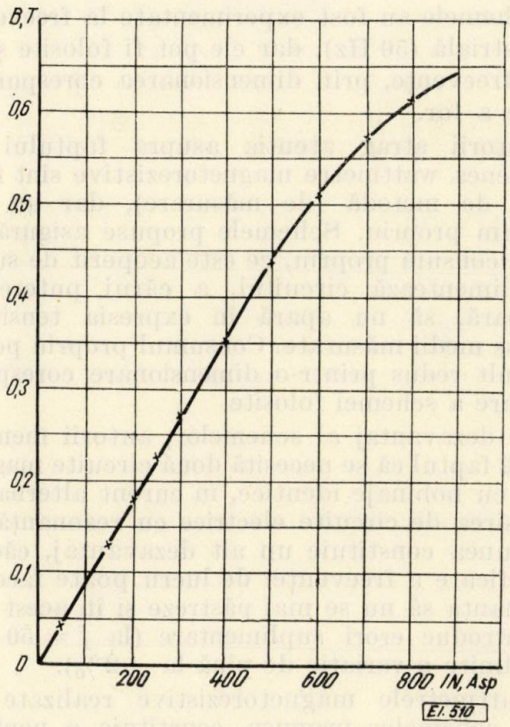


Fig. 10. Caracteristica magnetică a circuitului magnetic folosit.

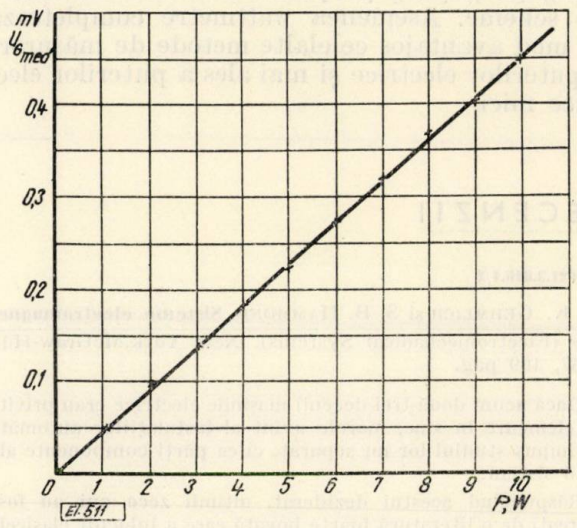


Fig. 11. Dependența $U_{Gmed} = f(P)$.

6. Concluzii

Wattmetrele magnetorezistive realizate pe baza schemelor propuse pot fi utilizate în curent alternativ sinusoidal, la măsurarea puterilor electrice mici. Ele se pot folosi și la înregistrarea,

respectiv oscilografierea puterii electromagnetice instantanee din circuitele de curent alternativ, dacă se compensează tensiunea de zero [2], [4]. Cu aceleaşi scheme se poate măsura puterea reactivă, asigurînd prin parametrii lor ca $K_p = 0$, $K_i = 0$ şi $K_Q \neq 0$.

Schemele au fost experimentate la frecvenţa industrială (50 Hz), dar ele pot fi folosite şi la alte frecvenţe, prin dimensionarea corespunzătoare a lor.

Autorii atrag atenţia asupra faptului că asemenea wattmetre magnetorezistive sînt fără erori de metodă (de măsurare), dar au un consum propriu. Schemele propuse asigură că acest consum propriu, ce este acoperit de sursa ce alimentează circuitul, a cărui putere se măsoară, să nu apară în expresia tensiunii Gauss medii măsurate. Consumul propriu poate fi mult redus printr-o dimensionare corespunzătoare a schemei folosite.

Ca dezavantaj al schemelor, autorii menţionează faptul că se necesită două circuite magnetice, cu bobinaje identice, în curent alternativ. Folosirea de circuite electrice cu rezonanţă de tensiunea constituie un alt dezavantaj, căci o modificare a frecvenţei de lucru poate face ca rezonanţa să nu se mai păstreze şi în acest caz se introduc erori suplimentare (la $f = 50$ Hz se admite o variaţie de pînă la $\pm 2\%$).

Wattmetrele magnetorezistive realizate pe baza schemelor propuse, constituie o noutate în tehnica măsurării puterilor electrice, în literatura de specialitate [3], [4], [7], [8], [9], [10], [11], [12], [13] autorii neîntîlnind astfel de scheme. Asemenea wattmetre completează în mod avantajos celelalte metode de măsurare a puterilor electrice şi mai ales a puterilor electrice mici.

Bibliografie

[1] *Heler, A.* Multiplicatoare magnetorezistive şi caracteristicile lor. În : Metrologia aplicată, vol. **13**, nr. 12, 1966, p. 560—565.

[2] *Heler, A.* Contribuţii teoretice şi experimentale privind folosirea efectelor galvanomagnetice din materiale semiconductoare la măsurarea puterilor electrice. Teză de doctorat, 1966, Institutul politehnic—Timişoara.

[3] *Strutt, M. J.* şi *Sun Su Fo.* Wattmetres polyphasés bassée sur la variation de rezistence des semiconducteurs. Bul. A.S.F., vol. **50**, nr. 10, 9 mai 1959, p. 452—458.

[4] *Mazurov, M. E.* O necatorîh primeneniah galvanomagnitnîh efektov v poluprovodnikah. În : Avtomatica i telemehanika, tom. **XXIII**, nr. 10, 1962, p. 1 352—1 361.

[5] *Heler, A.* Contribuţii privind folosirea multiplicatorului magnetorezistiv la măsurarea puterii electrice în circuitele de curent continuu. Lucrare susţinută în cadrul Comunicărilor prezentate cu ocazia sărbătoririi centenarului introducerii sistemului metric în România, Bucureşti, 12—14 septembrie, 1966.

[6] *Heler, A.* Wattmetre magnetorezistive de curent continuu fără erori de metodă. În : Electrotehnica **15**, nr. 5, 1967, p. 176—183.

[7] *Kataoka, S.* Multiplyng action of the magnetoresistance effect in semiconductors and its application to power measurament. În : Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. **III**, nr. 11, 1964, p. 1 937—1 947.

[8] *Sun Su Fo.* Magnetoresistance ; better than Hall effect multipliers. În : Electronics, vol. **37**, nr. 15, 1964, p. 66—70.

[9] *Kataoka, S.* Magnetoresistance microwawe wattmeter. În : Proc. Instr. Electr. Electronics Eng., nr. 51, 1963, p. 380.

[10] *Sun Su Fo.* Theory and applications of a thredimensional multiplier by means of magnetoresistance. În : Solid-State Electronics, vol. **7**, 1964, p. 363—371.

[11] *Sun Su Fo.* Application of magnetoresistance of InSb to mixer in microwave range. În : Solid-State Electronics, vol. **7**, 1964, p. 373—377.

[12] *Sun Su Fo.* Leistungsmessung in mikrowellenbereich mittels Gauss-Effekt von InSb—NiSb. În : A.E.U., Band **18**, Heft 11, 1964.

[13] *Hilsum, C.* Galvanomagnetic effects and their application. În : British Journal of Applied Physics, vol. **12**, martie, 1961.

Intrat în redacţie la 26. XII.1967

RECENZII

CZ 621.3.016.1/2

D. K. Gehmlich şi S. B. Hammond. **Sisteme electromagnetice** (Electromechanical Systems). New York, McGraw-Hill, 1967, 469 pag.

Dacă acum două-trei decenii maşinile electrice erau privite ca elemente în sine, marele avînt al instalaţiilor automate au impus studiul lor nu separat, ci ca părţi componente ale unui sistem.

Răspunzînd acestui deziderat, ultimii zece ani au fost marcaţi de o literatură foarte bogată care a înlocuit clasicele cursuri de maşini electrice şi servomecanisme prin lucrări complexe. Cartea profesorilor Gehmlich şi Hammond se încadrează tocmai în această categorie de tratare modernă a maşinilor şi elementelor instalaţiilor electrice, reprezentînd cursul pe care autorii îl predau la Universitatea Utah. Rodul unei experienţe îndelungate de predare, unei tradiţii a universităţilor americane în domeniul convertirii energiei, cartea se prezintă ca o valoroasă lucrare, care va surprinde poate pe cititor prin modul ei de tratare a problemelor considerate clasice. O dată parcursă însă, cititorul va fi încîntat de simplitatea metodelor, de ingeniozitatea soluţiilor şi de număru mare de probleme strîns legate de materialul teoretic.

Cartea se împarte în trei părţi principale :

I. Introducere în teoria sistemelor, capitolele 1—4 (p. 1—130), capitole care prezintă elementele de bază folosite în teoria sistemelor : definiţia unui sistem, noţiuni de analiză şi sinteză, ecuaţiile liniare şi funcţiile de transfer, sisteme liniare şi neliniare, relaţiile puterii şi energiei.

Pe larg este discutată teoria grafurilor, algebra şi aplicaţiile lor în sistemele automate. Se introduce noţiunea de reacţie, de răspuns natural şi de stabilitate. Analiza performanţelor şi stabilităţii sistemelor sînt amplu tratate, expunîndu-se o întreagă serie de metode : regula lui Routh, locul rădăcinilor, diagrama lui Bode.

Capitolul al IV-lea este dedicat teoriei sistemelor neliniare, prezentîndu-se diverse tipuri de neliniarităţi, aproximate prin segmente de dreaptă şi exemple de determinare a stabilităţii folosind metoda funcţiei de descriere sau criteriul lui Nyquist.

II. Elemente electromecanice, capitolele 5—11 (p. 131—352) se ocupă de maşinile electrice, transformatoare, tahoge-

neratoare, precum şi de bazele lor teoretice. Sînt prezentate cîteva noţiuni de electrotehnică, legile fluxului şi a inducţiei magnetice, legea circuitului magnetic, teorema lui Biot-Savart-Laplace, forţele electrodinamice. O atenţie deosebită se dă problemelor de circuite magnetice, atît pentru domenii liniare, cît şi cele neliniare. Se discută amănunţit fenomenele de saturaţie, histerezis, precum şi efectele frecvenţei, grosimii tolelor şi a temperaturii. Pornindu-se de la circuitele magnetice în curent alternativ, se ajunge la transformator şi autotransformator. Metoda de tratare este cea obişnuită, scrierea ecuaţiilor, obţinerea circuitului echivalent şi discuţia lui, determinările experimentale ale parametrilor. În acelaşi capitol se tratează foarte pe scurt amplificatoarele magnetice şi diversele lor aplicaţii.

Introducerea în domeniul maşinilor rotative este făcută printr-un capitol de teorie generală a convertirii electromecanice a energiei. Forţele şi cuplurile fiind determinate cu ajutorul teoremei forţelor generalizate se dă o atenţie deosebită calculului energiei magnetice acumulate, atît pentru domenii liniare, cît şi pentru cele neliniare. Ca exemple, se determină forţele la diverse tipuri de electromagneţi, la cele mai simple motoare sincrone cu sau fără excitaţie. Generalizîndu-se, se obţin cuplurile pentru maşinile reale de curent continuu, sincrone sau asincrone.

Următoarele capitole tratează separat fiecare tip de maşină în parte, într-o manieră foarte aproape de maniera clasică. Capitolul al IX-lea se ocupă de maşina de curent continuu în regim staţionar şi tranzitoriu. Se prezintă diverse caracteristici ale maşinilor obişnuite, cît şi a celor speciale. Capitolul al X-lea este dedicat maşinilor de curent alternativ : producerea cîmpurilor învîrtitoare, maşina sincronă şi asincronă, motoare mono şi bifazate. Capitolul al XI-lea, „traductori", se ocupă de diverse aparate sau maşini speciale folosite în automatică : potenţiometre, tahometre, acceleratoare, selsine, punţi Wheastone, instrumente de măsură, difuzoare dinamice.

În final, partea a III-a, capitolele 12—14, (p. 333—427), se dau elemente de sinteză şi proiectare a sistemelor. În funcţie de condiţiile cerute, de domeniul de frecvenţă, de răspuns tranzitoriu, de eroarea permanentă, se indică mijloace de proiectare, iar cînd condiţiile nu sînt îndeplinite, se dă soluţia folosirii diverselor tipuri de reţele de compensare. Capitolele 13 şi 14 studiază cazuri practice de sisteme liniare şi sinteza lor. Ca exemple se dau reglajul vitezei laminoarelor, sisteme cu reacţii tahometrice etc.

Ipotezele liniarităţii sistemelor sînt totuşi limitate, şi mai mult sau mai puţin, toate sistemele sînt neliniare. Pentru a fi mai aproape de realitate se fac liniarizări pe porţiuni, introducînd în schemele-bloc elementele neliniare aproximate prin segmente de dreaptă sau se folosesc metode numerice, metode mult mai precise şi relativ simple, în cazul folosirii calculatoarelor digitale.

Această lucrare, concepută ca un curs universitar, vine să completeze domeniul convertirii energiei, înlocuind clasicele cărţi de maşini electrice, recomandată fiind studenţilor care studiază cursul de electrotehnică. Marele număr de probleme rezolvate, aplicaţiile practice, stilul atractiv folosit, grafica excelentă, nemaivorbind de valoarea teoretică a lucrării, îi asigură un loc binemeritat în literatura de specialitate.

R. Măgureanu

CZ 621.313.1.012.8

Ch. V. Jones. **Teoria unificată a maşinilor electrice** (The unified theory of electrical machines). Londra, Butterworth Co. Ltd., 542 pag.

Ideea de tratare în mod unitar a maşinilor electrice nu este nouă. În ciuda varietăţii foarte mari de tipuri constructive, a deosebirilor, toate maşinile sînt guvernate de aceleaşi legi ale electrotehnicii. Aceasta a făcut posibil tratarea unei maşini generalizate, iar fiecare tip în parte să constituie un caz obţinut prin particularizare.

Marele merit de a materializa această idee îi aparţine lui Gabriel Kron. Anumite idealizări, ca şi anumite inexactităţi în prezentarea problemelor, a oferit partizanilor metodelor clasice suficiente argumente ca aproape 15 ani teoria sa să nu-i fie unanim recunoscută. În ultimul timp însă ideile sale au căpătat o largă dezvoltare în literatură. Folosirea calculatoarelor electronice a cerut o formalistică matematică satisfăcută tocmai de metoda maşinii generalizate.

Utilizînd metodica lui Kron, profesorul Jones, face în această lucrare una dintre primele prezentări, la nivel universitar, a teoriei maşinilor electrice pornind de la maşina generalizată.

Cartea, conţinînd 542 de pagini, este împărţită în trei mari părţi şi 27 de capitole, fiind completată cu un număr însemnat de probleme.

Partea I „Preliminarii fizice şi matematice" (p. 1—143) oferă bazele teoretice, reprezentînd o introducere în calculul matriceal, în teoria transformărilor active şi pasive, a componentelor simetrice, a circuitelor echivalente şi a diagramelor fazoriale. Căutînd să fie cît mai aproape de maşina reală, autorul ia în considerare fenomenele de saturaţie, histerezis, curenţi Foucault etc., legîndu-le de schemele echivalente.

Foarte interesante sînt determinările parametrilor maşinilor electrice. Sînt dezvoltate o serie de metode de măsură, elementul principal constituindu-l punţile de inductanţe în curent continuu, metode de o importanţă deosebită, în special la maşinile de curent continuu.

Partea I se încheie cu o tratare generală a fenomenelor tranzitorii în circuite R, L, la comutări de tensiuni, de tip treaptă-unitate sau sinusoidale.

Partea a II-a „Maşini cu inele de alunecare" (p. 147—322) reprezintă aplicarea principiilor şi tehnicii expuse în prima parte, în cazul maşinilor de curent alternativ fără colector. Maşina generalizată reprezintă o maşină cu două înfăşurări în cuadratură pe stator şi două pe rotor. Orice tip de maşină printr-o serie de transformări poate fi adusă sub această formă. Scopul părţii a II-a este tocmai tratarea cu aceste mijloace a maşinilor de curent alternativ, reducîndu-le la maşina generalizată şi predeterminarea caracteristicilor lor, folosind circuitele echivalente. De notat că toţi parametrii acestor circuite sînt obţinuţi de autor pe cale experimentală cu metode prezentate în prima parte. Concordanţa caracteristicilor calculate cu cele ridicate experimental coincid întărind convingerea în justeţea metodelor abordate.

În încheiere, se prezintă maşina sincronă şi asincronă atît în regim staţionar, cît şi în cazul cel mai dificil — regim tranzitoriu neechilibrat.

Partea a III-a „Maşinile cu comutator" (p. 325—513). Acest capitol reprezintă un însemnat domeniu al maşinilor electrice, pornind de la maşina de curent continuu şi terminînd cu cele mai complicate tipuri de maşini de curent alternativ. Ca şi în partea a doua, metodica este aceeaşi : reducerea maşinii reale la o maşină generalizată, obţinerea relaţiilor generale şi particularizarea lor. Un capitol important îl reprezintă problemele de comutaţie, probleme care nu sînt prinse în Kron sau alţi autori şi reprezintă o contribuţie originală a profesorului Jones.

În continuare, se tratează maşina de curent continuu clasică şi cele cu cîmp transversal : metadina, generatorul Osnos, metadina cu înfăşurări de comandă, amplidina.

Ultimele patru capitole sînt acordate studiului maşinilor de curent alternativ cu colector. Reduse la maşina generalizată, tratarea este identică, neridicînd nici un fel de probleme speciale. În această categorie autorul încadrează maşinile monofazate : motorul universal, serie compensat, motoare cu propulsie cu trei înfăşurări sau simple, motorul Winter-Eichberg, cît şi motorul monofazat şi bifazat cu rotor în scurtcircuit, prezentat ca un caz particular al maşinilor cu colector. În cazul maşinilor trifazate se discută motorul trifazat serie, convertoare de frecvenţă, motoare asincrone cu rotor bobinat cu injecţie de curent în rotor, cascadele Scherbins şi Kamer, motoare cu colector derivaţie, motorul Schrage-Richter.

Avînd o metodă foarte interesantă de tratare, o legare continuă a teoriei cu încercările, cartea convinge pe cititor cu cunoştinţe bogate de maşini electrice, de utilitatea ei.

Pe de altă parte însă, abstractizarea matematică, prezentarea maşinilor ca o simplă combinaţie de rezistenţe şi inductanţe, faptul că nu există nici o singură referire la o maşină reală (o secţiune sau măcar o fotografie), pot crea o impresie falsă celui ce ia contact prima oară cu maşinile electrice.

Cartea de faţă vine să completeze în mod fericit literatura maşinilor electrice, oferind un material valoros celor ce studiază acest domeniu.

Deşi construită pe ideea unui curs universitar, ea se adresează mai mult specialiştilor şi cercetătorilor din domeniul maşinilor electrice, fiind poate mai puţin recomandată să fie folosită de studenţii în specialitate.

R. Măgureanu

CZ 621.313:621–5

S. N. Veşenevski. **Caracteristicile motoarelor în acţionările electrice.** Moscova, Editura Energhia, 1967.

Lucrarea recenzată reprezintă a 5-a ediţie a lucrării „Calculul caracteristicilor şi rezistenţelor motoarelor electrice". Cuprinde 470 pagini, numeroase figuri, 12 anexe şi un index bibliografic de 44 lucrări.

Materialul este organizat în şase capitole: capitolul 1 — Bazele generale (pag. 11–24); capitolul 2 — Motoare de curent continuu, subdivizat: A — motoare de curent continuu, derivaţie (pag. 40–138); B — motoare serie (pag. 138–186); C — motoare cu excitaţie mixtă (pag. 186–198); capitolul 3 — Motoare asincrone, subdivizat: A — cu rotorul bobinat (pag. 200–295); B — cu rotorul în scurtcircuit (pag. 295–326); capitolul 4 — Motoare sincrone (pag. 326–355); capitolul 5 — Caracteristicile motoarelor cu comandă prin tiristoare (pag. 355–398); capitolul 6 — Rezistenţe.

Lucrarea este caracterizată printr-un stil clar, concis, utilizînd noţiuni şi scheme sugestive pentru explicarea unor fenomene subtile, complexe.

După ce sînt expuse succint problemele de bază ale acţionărilor electrice: cupluri, semnele şi sensurile acestora, viteze de rotaţie, regimuri de funcţionare, timpul de lansare şi de frînare, limitarea şocurilor de curent şi de cuplu etc., se atacă problemele de bază ale lucrării: caracteristicile motoarelor în acţionările electrice.

Una dintre caracteristicile deosebit de valoroase ale lucrării constă în aceea că după ce sînt definite caracteristicile motoarelor, din punctul de vedere al acţionărilor electrice, sînt arătate procedeele tehnice care pot fi aplicate pentru obţinerea acestor caracteristici *în perspectiva timpului.*

Această privire de sinteză asupra etapelor parcurse creează perspectiva evoluţiei tehnicii în acest domeniu atît în trecut, cît şi în viitor, fiind de natură să spargă rutina şi conservatorismul proiectanţilor.

Este demnă de subliniat în acest sens încadrarea organică în lucrare a problemelor actuale şi de perspectivă pe care le ridica comanda motoarelor prin tiristoare, adică reglarea vitezei de rotaţie a motoarelor de curent alternativ prin variaţia frecvenţei, cu ajutorul convertizoarelor statice.

Altă caracteristică remarcabilă a lucrării este *finalitatea tehnică,* adică abordînd problemele la nivel teoretic înalt le duce pînă la rezolvarea tehnică a acestora, în acest scop fiind bogată în exemple numerice, tabele, valori uzuale ale parametrilor etc., ceea ce oferă posibilitatea înţelegerii aprofundate a fenomenelor din punct de vedere fizic, teoretic şi tehnic.

Prin calităţile relevate mai sus se poate trage concluzia că, în felul ei, lucrarea recenzată este unică în literatura tehnică de specialitate.

În raport cu lucrările existente în limba română (Al. Fransua: Maşini şi acţionări electrice, Ed. didactică (1967); C. Braşoveanu: Acţionări electrice, Ed. didactică, Bucureşti (1967) se constată aportul unui material inedit, care poate completa în mod util aceste lucrări.

În concluzie se poate considera că traducerea acestei lucrări în limba română constituie un ajutor preţios, în primul rînd, în munca inginerilor proiectanţi din domeniul acţionărilor electrice, a cadrelor didactice şi studenţilor din specialităţile electrotehnică şi electroenergetică.

V. Nedelcu

REFERATE

CZ 621.313 *Maşini electrice*

CZ 621.313.32–531.6.025.4

Sabbagh, E. M. şi Shewan, W. **Caracteristicile maşinii asincrone polifazate cu viteza reglabilă** (Characteristics of an Adjustable Speed Polyphase Induction Machine). În: I.E.E.E. Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS-87**, nr. 3, 1968, p. 613–624, 13 fig., 9 ref. bibl.

Realizarea semiconductoarelor comandate, de volum scăzut, de mare intensitate şi randament ridicat, a permis folosirea lor drept convertizoare de putere. Competitive economic cu sistemele clasice ele au început să fie folosite la comanda maşinilor electrice, obţinîndu-se cu maşini de curent alternativ caracteristici tip curent continuu.

Autorii studiază comportarea unui motor asincron alimentat printr-un ondulor comandat cu o frecvenţă variabilă. Pentru predeterminarea caracteristicilor maşinii se folosesc componentele simetrice instantanee — Lyon, iar după scrierea ecuaţiilor sub formă matricială sistemul este rezolvat folosind o maşină de calcul numerică IBM-1620 UB.

Rezultatele experimentale şi teoretice sînt apropiate, recomandînd metoda pentru folosire în acţionări de viteză reglabilă.

R. M.

CZ 621.314.2 *Transformatoare*

CZ 621.314.2.045:537.212

Fogaras, L. şi Lampe, W. **Calcularea intensităţii cîmpului electric în jurul colţurilor înfăşurărilor transformatoarelor** (Calculation of Electrical Field Strength Around Transformer Winding Cornes). În: I.E.E.E. Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. **PAS-87**, nr. 2, 1968, p. 399–405, 13 fig., 5 ref. bibl.

Pentru cei ce se ocupă de problema proiectării şi construcţiei transformatoarelor, determinarea valorii maxime a cîmpului electric are o deosebită importanţă. Dezvoltarea calculatoarelor de mare viteză cu memorie de mare capacitate au făcut tot mai atractivă folosirea metodelor de relaxaţie în locul celor auditive pentru rezolvarea problemelor de cîmp plane sau spaţiale. În cazuri speciale, totuşi aceste metode conduc la un număr enorm de subdiviziuni ale reţelei, în special pentru contururile convexe de rază mică.

Autorii prezintă o metodă numerică folosind transformări Schwarz-Cristoffel, pentru domenii deosebit de complexe, cu condiţii pe frontieră, guvernate de trei potenţiale, metodă cu largi aplicaţii la determinarea cîmpurilor electrice în transformatoare.

R. M.

CZ 621.315.6 *Materiale izolante*

CZ 621.315.615.2

Varşavski, D. S. **Despre constanta absorbţiei de gaze specifice a uleiului electroizolant în mediu ionizant** (O postoiamstve udelnovo gazonideleniie (gazopogloşemia) izolaţionnovo masla v ionizirovannoi svede). În: Elektricestvo **88**, nr. 5, 1968, p. 75–79, 7 fig., 15 ref. bibl.

Izolaţia de tip hîrtie-ulei mineral este folosit în construcţia echipamentului electric de înaltă tensiune (transformatoare de forţă şi de măsură, cabluri de forţă, condensatoare de forţă etc.).

Durata de viaţă (τ) a acestor izolaţii este exprimată prin relaţia:

$$\tau = A_1 E^{-n_i},$$

unde E este intensitatea cîmpului electric de lucru, iar A_1 şi n_i, coeficienţii care depind de felul şi calitatea materialului

de impregnare, felul şi greutatea specifică a hîrtiei, grosimea dielectricului etc.

Încercările efectuate au arătat că la izolaţia hîrtie-ulei pentru condensatoare de forţă $n = 3{,}5 \ldots 8$.

Pentru determinarea duratei de viaţă a acestei izolaţii — prin metoda accelerată de îmbătrînire, folosind ca factor de îmbătrînire ionizarea — se foloseşte o constantă K, caracterizată prin cantitatea de gaze (măsurată în dm^3), degajată în ulei, în urma unei energii de ionizare de 1 J.

Încercările efectuate au arătat că la studiul îmbătrînirii izolaţiei hîrtie-ulei, nu este suficientă determinarea constantei K, ci trebuie măsurată şi tg δ în tot timpul ciclului de ionizare.

A. B.

CZ 621.316 *Distribuţia energiei electrice*

CZ 621.316 57.027.8

* * * **Intreruptoarele de foarte înaltă tensiune** (Disjoncteurs a très haute tension). In : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77**, nr. 1, ian 1968, p. 69—100.

În cuprinsul a cinci articole de specialitate se fac o serie de consideraţii asupra următoarelor probleme : condiţiile cerute în exploatare a întreruptoarelor de foarte înaltă tensiune ; posibilităţile de realizare şi perspectiva dezvoltării aparatajului de întrerupere a circuitelor electrice de tensiune foarte înaltă ; posibilitatea de reducere a supratensiunilor de comutaţie ; întreruptorul pneumatic de 765 kV ; probleme de exploatare curentă a întreruptoarelor de foarte înaltă tensiune.

Rezumatul materialelor, cît şi principalele aspecte discutate în articole se prezintă astfel :

1. M. Pouard. Exigenţele şi cerinţele exploatării pentru întreruptoarele de foarte înaltă tensiune (Exigences et souhaits de l'exploitant pour les disjoncteurs à très haute tension), p. 69—76, 5 ref. bibl.

După acumularea experienţei de exploatare a întreruptoarelor la tensiunea de 380 : 420 kV s-a trecut la proiectarea şi construcţia celor de 765 kV. Se analizează condiţiile de exploatare la nivelul superior al tensiunii şi se fac consideraţii asupra nivelului de izolaţie, supratensiunilor de comutaţie, puterea de rupere, timpul de întrerupere etc. Se arată valorile curenţilor de scurtcircuit şi ale curentului nominal pe care îl poate întrerupe un asemenea întreruptor.

2. E. Thuries, J. Amalric şi *J. Passaquin.* Cum sînt satisfăcute condiţiile severe pentru întreruptoare de foarte înaltă tensiune, p. 77—84, 1 fig., 11 ref. bibl.

Principalele aspecte se referă la izolaţie pe de o parte şi la problemele de întrerupere a circuitului, pe de altă parte.

Supratensiunile de manevră impun un nivel superior al izolaţiei. Se studiază aspectele practice pentru limitarea vîrfurilor undelor de supratensiune şi pentru micşorarea nivelului de izolaţie. Se scot în evidenţă particularităţile care intervin la încercarea întreruptoarelor Se fac consideraţii asupra metodelor sintetice pentru ridicarea puterii de rupere a întreruptoarelor.

3. E. Thuries. Realizări şi punctul de vedere al firmei Dell-Alsthom (Réalisations et point de vue de Delle-Alsthom), p. 85—88, 8 fig.

Se examinează posibilităţile de reducere a supratensiunilor de manevră la închiderea şi deschiderea circuitelor electrice cu ajutorul întreruptoarelor de mare putere de rupere. Se arată stadiul realizărilor, experienţa exploatării şi rezultatele practice înregistrate. Se fac consideraţii asupra întreruptoarelor de 420, 550 şi 735 kV, insistîndu-se asupra structurii camerelor de rupere şi asupra diverselor elemente componente.

4. J. Amalric. Întreruptor pneumatic de 765 kV (Disjoncteur pneumatique à 765 kV), p. 89—91, 2 fig.

După indicarea stadiului de desfăşurate a lucrărilor de extindere a reţelor electrice de foarte înaltă tensiune, se arată că materialele folosite la construcţia întreruptoarelor pneumatice de 765 kV n-au făcut obiectul normelor internaţionale, fapt pentru care ele diferă de la aparat la aparat.

Întreruptoarele concepute atît sub forma de proiect, cît şi ca prototip pot fi adaptate la diverse condiţii de exploatare a reţelelor electrice. Întreruptorul descris corespunde următorului caiet de sarcini : — puterea de rupere 40 GVA ; — intensitatea nominală 2 000 A ; — izolaţia dielectricului la frecvenţa nominală este de 1 100 kV eficace, iar la şoc se dublează 2 200 kV ; — tipul de întrerupere, 3 cicli.

Se arată apoi modul de încercare a unui întreruptor de 765 kV şi se fac comentarii asupra schemei de transmisie hidraulică.

5. J. Passaquin. Întreruptoarele CEM — Gardy (Les disjoncteurs de GEM-Grady), p. 92—100, 10 fig., 8 ref. bibl.

Se fac o serie de consideraţii privind proiectarea, construcţia şi exploatarea noilor tipuri de întreruptoare pneumatice. Se indică cercetările recente în problema întreruperii circuitelor parcurse de curenţi puternici. Se expun caracteristicile generale ale acestor noi modele, se fac consideraţii asupra concepţiei de proiectare şi se dau unele rezultate ale încercărilor experimentale efectuate pe noul tip de întreruptor. Materialul este însoţit de o serie de diagrame şi tabele care scot în evidenţă rezultatele, încercările şi dimensiunile părţilor constructive.

La sfîrşitul celor cinci articole este transcrisă părerea diferiţilor specialişti în problema concepţiei, proiectării, construcţiei şi exploatării noilor tipuri de întreruptoare pneumatice de 765 kV.

A. C.

CZ 621.317 *Măsurări electrice. Aparate de măsură*

CZ 621.317.785.088.6

BULTMAN, P. **O regulă simplă pentru verificarea contoarelor prin controlul statistic** (Une règle simple pour la vérification des compteurs par contrôle statistic). În : Revue Générale de l'Électricité, tom **77**, nr. 4, 1968, p. 734—446.

Verificarea contoarelor electrice prin control statistic este o problemă relativ nouă şi preocupă o serie de beneficiari care exploatează şi verifică contoare electrice. După ce se expun condiţiile ce se cer unui control statistic se fac consideraţii asupra posibilităţilor de acceptare a contoarelor noi. Se prezintă un proiect privind normele ce trebuie extinse în cadrul verificării contoarelor electrice monofazate sau polifazate.

Problemele dezvoltate în articol se referă la : consideraţii asupra îmbunătăţirii condiţiilor de măsurare a energiei electrice ; calitatea contoarelor electrice exprimată cu ajutorul curbelor de frecvenţă ; probabilitatea de acceptare impune verificarea contoarelor atît sub aspect tehnologic, cît şi funcţional ; erorile de măsură şi mersul în gol.

Se fac apoi consideraţii asupra interpretării datelor obţinute prin măsurări, arătîndu-se că prin control statistic se pot verifica fără dificultăţi contoarele electrice într-un timp mai scurt decît prin alte metode.

A. C.

CZ 621.318 *Aplicaţii industriale ale magnetismului. Magneţi. Electromagneţi. Relee*

CZ 621.318.12 : 538.116

HEIMHE, G. **Ceramica magnetică — Spinele — şi structurile înrudite** (Magnetkeramik—Die Spinelle und verwandte Strukturen). În : ETZ-B **53**, nr. 2, 1968, p. 34—37, 5 fig., 4 grafice.

Autorul demonstrează cum însuşirile magnetice ale corpurilor depind de însuşirile magnetice ale atomilor lor, în sensul că electronii rotind în jurul simburilor atomului, produc un cîmp magnetic. Pe de altă parte electronul, rotind în jurul axului propriu, poartă şi el un cîmp magnetic : spinela electronică. (De aici explicaţia cuvîntului spinele de la spinnen = a toarce, a se roti în jurul ...) Rezultanta acestor două cîmpuri magnetice imprimă corpului în cauză însuşirea de : diamagnetic, paramagnetic, feromagnetic, antifero şi ferimagnetic. Cuplajul momentelor magnetice a doi atomi învecinaţi (paralel, de sens egal sau invers, de mărime egală sau

nu etc.) hotărăsc categoria magnetică a corpuiui respectiv. Astfel magneţii clasici (fierul, cobaltul şi nichelul) sînt feromagnetici, au momentele magnetice atomice paralele, în cadrul unor volume mari. În diferite figuri sînt reprezentate aranjamentele atomilor pentru diferitele categorii de magnetism.

Se insistă asupra spinelei şi structurilor înrudite, arătîndu-se în diferite variante poziţia ionilor pentru spinela lui $MgAl_2O_4$. După ce într-o tabelă se dau datele magnetice pentru o serie de ferite (Mn Fe_2O_4, $CoFe_2O_4$ etc.), se dau explicaţii asupra magnetonilor lui Bohr, arătîndu-se că acest magnetou reprezintă unitatea momentului magnetic, magnetizarea fiind momentul magnetic pe unitatea de volum. Articolul se încheie demonstrîndu-se că se pot obţine variaţii nenumărate ale însuşirilor magnetice, atrăgîndu-se atenţia asupra relaţiilor dintre magnetizarea de saturaţie, permeabilitate şi temperatura Curie, precum şi asupra faptului că prin adaosul de ioni nemagnetici (Zn) se pot varia mărimile descrise şi deci şi însuşirile magnetice ale corpurilor.

Gh. C.

CZ 628.9 *Iluminatul electric*

CZ 628.94 ; 658.516

* * * **Aparate de iluminat electric** (Appareils d'éclairage, électrique). În : Revue Générale de l'Électricité, tom. **77** nr. 3, 1968, p. 307—326.

Pe cuprinsul a patru articole de specialitate se fac consideraţii asupra recomandărilor Comitetului Electrotehnic Internaţional aplicate în condiţiile folosirii noilor tipuri de aparate electrice în tehnica iluminatului. Problemele tratate se referă la normalizarea aparatajului electric destinat iluminatului de orice fel ; la analiza regulilor noi pentru construcţia şi exploatarea aparatelor pentru iluminat ; la încercările ce trebuie făcute asupra diferitelor tipuri de aparate folosite în iluminatul electric şi condiţiile puse înfăşurării starterului din schema lămpilor cu fluorescenţă. Titlurile şi principalele idei cuprinse în articole se referă la :

1. B. de Dinechin. Normalizare aaparatelor de iluminat (La normalisation des appareils d'éclairage), p. 307—309.

Se discută unele aspecte ale recomandărilor internaţionale şi se precizează unele condiţii care se impun a fi luate în considerare la proiectarea aparatajului normalizat destinat iluminatului electric.

2. R. Pagès. Analiza noilor reguli pentru aparatele de iluminat electric (Analyse des régles nouvelles pour les appareils d'éclairage électrique), p. 310—319, 5 tab.

Se analizează noile reguli care trebuie luate în considerare la proiectarea, construcţia şi exploatarea aparatelor electrice, inclusiv tipurile de lămpi cu incandescenţă şi fluorescenţă. Se precizează domeniul de aplicare a noilor indicaţii şi se fac unele consideraţii asupra echipamentului auxiliar al aparatajului electric pentru iluminat. Nu se trece cu vederea nici peste aspectele încălzirii admisibile ale aparatelor electrice destinate iluminatului.

3. S. Lenzinger. Încercări ale aparatelor electrice de iluminat (Essais des appareils d'éclairage électrique), p. 320—323.

Se fac consideraţii asupra încercării aparatelor electrice destinate iluminărilor la încălzire, la rezistenţa izolaţiei, la protecţia contra pătrunderii apei, la rezistenţa mecanică etc. Astfel, pentru lămpile cu incandescenţă şi fluorescenţă se indică metodele de măsură şi volumul lucrărilor necesare pentru efectuarea experienţei.

4. P. Lemaigre-Voreaux. Comparaţia caracteristicilor termice prescrise pentru înfăşurările balasturilor lămpilor fluorescente (Comparaison des caractéristiques thermiques prescrites pour les enroulements des ballasts pour lampes fluorescentes), p. 324—326.

Se analizează condiţiile normale de funcţionare şi cele speciale şi se apreciază modul cum trebuie exploatate lămpile cu fluorescenţă în aceste situaţii specifice întîlnite în practică.

Materialele se încheie cu o serie de recomandări teoretice şi practice făcute de cinci specialişti în domeniul proiectării constructive şi exploatării aparatajului destinat iluminatului electric.

A. C.

BREVETE

CZ 621.3.632.42

Sistem de ventilaţie pentru maşinile electrice închise. Brevet R.S.R. 48170, înregistrat la 14. VII. 1964, publicat la 5. VII. 1967. Titular : Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini. Autor : ing. Eugeniu Niculescu.

Invenţia se referă la un sistem de ventilaţie pentru maşini electrice închise, de orice putere, avînd ca scop îmbunătăţirea condiţiilor de răcire a acestor maşini.

Sînt cunoscute sisteme de ventilaţie pentru maşinile electrice închise, care, în vederea îmbunătăţirii condiţiilor de răcire, cuprind două circuite de răcire : un circuit interior avînd ca scop transportul către suprafaţa carcasei motorului a căldurii produse de bobinaje şi de pachetul de tole, şi un circuit exterior de răcire prin suflarea unui curent de aer asupra suprafeţei exterioare a carcasei.

Acest sistem, care îmbunătăţeşte sensibil condiţiile de răcire a maşinilor electrice închise, prezintă totuşi dezavantajul că necesită două ventilatoare distincte.

Sînt cunoscute şi sisteme de ventilaţie folosind un singur ventilator, avînd două serii de palete montate pe acelaşi disc, antrenat fie de axul motorului, fie de un alt motor de putere redusă, montat coaxial în prelungire. Acest sistem prezintă dezavantajul că ventilatorul astfel realizat este montat în afara scutului motorului, astfel încît aerul care circulă în circuitul interior de răcire trebuie să treacă de două ori prin golurile scutului, la aspiraţia în ventilator şi la refularea din ventilator, ceea ce conduce la perturbaţii în circulaţia aerului de răcire şi la amestecarea parţială a aerului cald cu aerul răcit.

Sistemul de ventilaţie potrivit invenţiei înlătură aceste dezavantaje prin aceea că foloseşte un singur ventilator constituit într-un disc cu două serii de palete care este însă montat pe ax între bobinajul motorului şi scut.

În cele ce urmează este descris un exemplu de realizare a sistemului de ventilaţie pentru maşinile electrice închise potrivit invenţiei, în legătură cu figura 1 care reprezintă o secţiune longitudinală printr-o maşină asincronă.

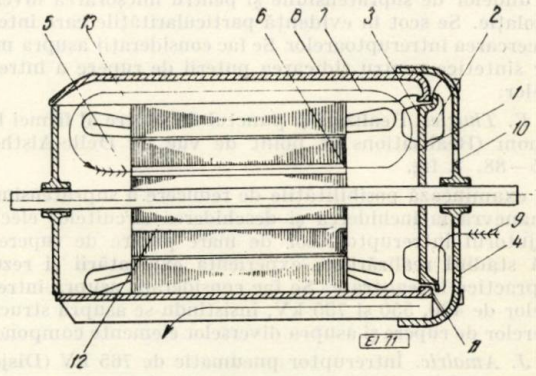


Fig. 1

Maşina este prevăzută cu un ventilator *1*, avînd palete exterioare *2* şi palete interioare *3* şi fiind montat pe axul maşinii între bobinaje şi scutul *4* portlagăr al maşinii. Circuitul interior *5* de răcire este constituit din canalele de răcire *6* ale rotorului amenajate în pachetul de tole rotoric, servind pentru aspirarea de către paletele *3* ale ventilatorului *1* a aerului cald şi refu-

larea lui în canalele *7* de răcire a statorului amenajate prin ondulațiile *8* ale carcasei motorului și servind în același timp pentru a transmite pereților ondulațiilor acestei carcase căldura captată în lungul circuitului de răcire.

Circuitul exterior *9* de răcire cuprinde deschiderile *10* de trecere prin scutul *4* al aerului care este aspirat de paletele exterioare *2* ale ventilatorului *1*, și care este refulat asupra suprafeței exterioare a ondulațiilor *8* ale carcasei, fiind dirijat de reflectorul obținut prin marginea curbată a scutului *4*, astfel încît suprafața exterioară a carcasei să fie cît mai bine suflată.

Pentru a împiedica pătrunderea aerului exterior în interiorul motorului, ventilatorul *1* este prevăzut cu labirinturile *11*.

Sistemul de ventilație potrivit invenției prezintă avantajul că printr-o construcție simplă asigură o răcire foarte eficace a mașinilor electrice închise, fiind posibilă creșterea puterii specifice a acestor amașini.

Cronică

HOTĂRÎREA

plenarei Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din 9 noiembrie 1968

Plenara Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor, luînd în dezbatere „Expunerea cu privire la aderarea Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor la Frontul Unității Socialiste", își exprimă acordul deplin față de măsurile adoptate de Plenara Comitetului Central al Partidului Comunist Român din 24—25 octombrie a.c., pentru întărirea continuă a unității moral politice a poporului muncitor, a frației dintre oamenii muncii români și naționalitățile conlocuitoare, a coeziunii națiunii noastre socialiste.

Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor are ferma convingere că înființarea Frontului Unității Socialiste va contribui la accelerarea progresului economic, social, politic și cultural în țara noastră, la afirmarea mai puternică a rolului conducător al clasei muncitoare în societate, la întărirea alianței, frației și unității indestructibile între toți oamenii muncii, în jurul Partidului Comunist și al Comitetului său Central în frunte cu tovarășul Nicolae Ceaușescu.

În numele intelectualității tehnice, plenara Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor își exprimă adeziunea deplină la politica partidului și statului, atașamentul neclintit față de cauza socialismului în patria noastră și hotărîrea fermă de a-și consacra fără răgaz, toate forțele, energia și priceperea, înfăptuirii operei istorice de desăvîrșire a construcției socialiste în Republica Socialistă România.

Dînd expresie sentimentelor și convingerilor participanților la plenară, ca și aspirațiilor tuturor inginerilor și tehnicienilor din țara noastră, plenara hotărăște :

1. Aderarea Consiliului Național al Inginerillor și Tehnicienilor la Frontul Unității Socialiste.

2. Desemnarea, ca reprezentanți ai CNIT, în Consiliul Național al Frontului Unității Socialiste a următorilor tovarăși : prof. emerit ing. C. *Dinculescu*, președinte CNIT ; prof. dr. ing. *O. Rusu*, vicepreședinte CNIT ; ing. *Rațiu Maria* de la Uzinele textile Botoșani ; ing. *Bîrsan Pipu Gheorghe* de la Uzina Tractorul Brașov ; ing. *Pop Nicolae* de la Fabrica de mase plastice București.

Participînd la activitatea Fontului Unității Socialiste, Consiliul Național al Inginerilor și Tehnicienilor înțelege să-și aducă o contribuție efectivă și susținută la întărirea continuă a unității poporului, a tuturor oamenilor muncii, indiferent de naționalitate, le consolidarea coeziunii națiunii noastre socialiste, imensă forță de progres material și spiritual în România socialistă.

Plenara exprimă hotărîrea întregii intelectualități tehnice din Republica Socialistă România de a milita cu toate forțele și energia pentru continua întărire a Frontului Unității Socialiste și intensificarea participării la înfăptuirea amplului program elaborat de partid pentru desăvîrșirea construcției socialiste în patria noastră.

Sesiunea CIGRÉ—1968

Sesiunea CIGRÉ 1968 s-a desfășurat la Paris, în palatul UNESCO în intervalul 21—31 august. Țara noastră a participat la această sesiune cu o delegație de specialiști condusă de tovarășul ing. *A. Georgescu*, adjunct al ministrului energiei electrice și președintele al Comitetului național CIGRÉ.

În coloanele revistei Electrotehnica se vor prezenta principalele teme ale conferinței cu privire la transformatoare, mașini electrice rotative, cabluri electrice, transportul de energie în curent continuu etc.

În acest număr se expun temele privind grupele 13 — întreruptoare și 43 — tensiuni continue foarte înalte.

1. Grupa 13 — întreruptoare. Subiectele discutate s-au referit la :

1.1. *Forma tensiunii de restabilire* pentru defecte la bornele transformatoarelor, tensiune caracterizată de frecvența ridicată a tensiunii de restabilire și de pantă mare. Unii reprezentanți ai firmelor constructoare au arătat, cu ajutorul oscilografelor, că întreruptoarele firmelor corespunzătoare pot întrerupe scurtcircuite la bornele transformatoarelor, scurtcircuite urmate de o tensiune de restabilire cu frecvență ridicată și pantă mare.

1.2. *Descrierea tensiunii oscilante de restabilire.* Tensiunea oscilantă de restabilire a fost definită pînă în prezent prin patru parametri, care în general caracterizează două frecvențe de oscilație. Prin raportul 13—09 și 13—10 se propune introducerea încă a unui parametru (al 5-lea), care se propune

a fi numit *întîrziere inițială* și reprezintă durata, marcată pe axa timpului, între momentul inițial și momentul întîlnirii dreptei în prelungirea porțiunii rectilinii a curbei tensiunii, cu axa timpului. Acest mod de definire a trezit numeroase intervenții în rîndul participanților, printre care și al delegatului Republicii Socialiste România (prof. G. Hortopan). În adevăr, întîrzierea inițială nu poate fi determinată cu suficientă precizie dacă nu se normează modul de trasare a dreptei care întîlnește axa timpului. În acest scop s-a propus o normare similară celei utilizată la definirea undei de impuls, adică această dreaptă să treacă prin punctele care definesc 0,1 și 0,9 din amplitudinea primului maximum. Intervenția a fost depusă la secretariatul CIGRÉ.

1.3. *Defectul kilometric.* Se consideră că solicitarea datorită acestui defect este suficient de bine studiată față de solicitarea datorită deconectării la bornele transformatorului. Ambele procese produc solicitări importante în întreruptor, după cum urmează :

— În cazul scurtcircuitului în apropierea transformatoarelor, curentul întrerupt este de valoare mică sau medie, dar factorul de oscilație are valoare mare.

— În cazul defectului kilometric, curentul are valoare mare, dar factorul de oscilație inițial (suboscilație) rămîne moderat.

1.4. *Supratensiuni de manevră în rețelele de foarte mare tensiune.* Această problemă este acută pentru rețelele electrice a căror tensiune depășește 140 kV și prezintă interes nu numai pentru întreruptoare, ci și pentru întregul echipament electric. Supratensiuni periculoase apar la punerea unei linii în gol sub tensiune, din cauza fenomenului de reflexie care apare la extremități. Un studiu arată că la o linie de 400 km factorul de creștere al tensiunii este de 2,5, cînd linia nu are sarcină electrică prealabilă. Pentru eliminarea acestei sarcini se folosesc fie rezistențe, fie transformatoare inductive de tensiune.

Constructorii de aparate propun două soluții. Prima soluție se referă la închiderea sincronă a întreruptorului în jurul valorii zero a tensiunii. A doua soluție se referă la conectarea liniei prin intermediul unei rezistențe în două trepte. În acest mod factorul de creștere al tensiunii scade la circa 1,6.

Se menționează că acest proces al conectării unei linii fără sarcină este studiat atît cu calculatoare numerice, cît și pe modelul dinamic de rețea, cum s-a putut constata cu ocazia vizitei făcute în laboratoarele EDF-Clamart.

1.5. *Comportarea arcului electric la trecerea prin zero a curentului.* Majoritatea participanților sînt de acord că teoria lui Mayr privind constanta de timp a arcului electric se poate aplica la întreruptoarele cu aer, dar că în cazul întreruptoarelor SF_6 rezultatele experimentale și cele rezultate din calcul sînt foarte controversate. Se constată că rapoartele prezentate nu conțin suficiente detalii pentru a putea urmări modul de determinare al constantei de timp a arcului la întreruptoarele cu SF_6.

S-a ridicat problema măsurării curentului postarc. Delegatul Republicii Socialiste România (prof. G. Hortopan) a arătat că pe baza unor oscilograme se pot obține, pentru un șunt, un timp de răspuns de 12 ns. Această performanță este suficientă pentru înregistrarea corectă a curentului postarc. Textul intervenției a fost depus la secretariatul CIGRÉ.

1.6. *Încercările sintetice ale întreruptoarelor.* Participanții au acceptat, în majoritatea lor, că puterea de rupere este un fenomen aleator (depinde de mai multe variabile) și că aspectul statistic trebuie să fie luat în considerare la determinarea puterii de rupere a unui întreruptor. Se urmărește găsirea unei metode de încercare care să necesite un număr redus de încercări și o cheltuială minimă de investiții în instalația de încercări.

1.7. *Aparataj de comutație pentru rețele de înaltă tensiune curent continuu.* S-a prezentat un aparat de conectare pe partea de curent continuu la tensiunea de 400 kV și curent de rupere de 2 000—5 000 A. Există două metode de întreruperea curentului continuu :

— Utilizarea de circuite adiționale pentru a realiza anularea curentului principal și în acest caz întreruptorul este de curent alternativ.

— Creșterea tensiunii arcului electric prin răcire intensă în ulei. Energia cedată uleiului, care se descompune, poate ajunge la 2 kWs/cms. Aceasta este metoda utilizată de cercetătorii germani, raportul 13—08.

2. Grupa 43. Tensiuni continue foarte înalte. Subiectele discutate s-au referit la :

2.1. *Schemele electrice ale stațiilor electrice.* În ultimul timp au fost puse în funcțiune noi instalații de transport de energie în curent continuu, și anume :

În Japonia la Sakuma. S-a realizat un convertizor de frecvență de 300 MW ± 125 kV care leagă rețeaua de 50 Hz a Japoniei orientale cu rețeaua de 60 Hz a Japoniei occidentale.

În Italia, legătura între Sardinia și Italia. Această instalație a intrat în funcție cu o putere de 200 MW la 200 kV.

S-au primit informații asupra funcționării instalațiilor în serviciu de mai mult timp, și anume :

— *În Suedia—Götland,* cu o putere de 20 MW la 100 kV.

— *Legătura Franța—Anglia* cu o putere de 160 MW la ±100 kV.

— *U.R.S.S., legătura Volgograd-Dombas,* cu o putere de 750 MW la ± 400 kV.

Se remarcă că în momentul de față sînt în construcție șase noi instalații de transport în curent continuu, și anume :

— *În S.U.A., legătura între Celine și Los Angeles,* cu o putere de 1 440 MW la ± 400 kV. Această instalație va fi terminată în anul 1969.

— *În Canada, legătura între insula Vancouver și Canada continentală,* cu o putere de 312 MW și tensiunea de ± 266 kV. Se vor folosi cabluri submarine de curent continuu.

— *În U.R.S.S., legătura între Ekibastus și regiunea occidentală,* cu o putere de 6 000 MW și tensiunea de ±750 kV.

— *În Canada, zona Manitoba, fluviul Nelson,* cu o putere inițială de 810 MW și tensiune de±450 kV. Energia transportată provine din căderile de apă amenajate pe fluviul Nelson.

— *În Anglia, legătura Kingsnorth — Londra,* cu o putere de 640 MW și tensiunea de ±266 kV.

— *În Canada, legătura între James Bey și Montreal* cu o putere de 5 000—10 000 MVA. Această instalație se află în faza de proiect.

În legătură cu instalațiile în funcțiune s-a dezbătut pe larg defectele ivite în exploatare. Majoritatea acestor defecte se datoresc aprinderilor inverse în ventile. Unele defecte au apărut și la transformatoare.

2.2. *Echipamentul terminal.* Elementul principal al echipamentului terminal îl constituie ventilul. Cercetările sînt dirijate în două direcții, și anume :

— Realizarea de ventile cu vapori de mercur cu o mare siguranță în funcționare. În prezent se realizează ventile care au cel mult o aprindere inversă într-un an.

— Realizarea de ventile cu dispozitive semiconductoare, în speță tiristoare. Aceste ventile elimină pericolul aprinderii inverse, existent la excitroane, iar în momentul de față după afirmațiile reprezentanților firmelor constructoare, au o siguranță în exploatare sporită față de cea a echipamentului convențional (transformatoare, linii etc.).

2.3. *Protecția și siguranța în funcționare.* Transportul de energie de curent continuu apare ca o necesitate economică, rezultată și din condiții locale de exploatare. Deoarece numărul de instalații de curent continuu este încă redus, se dispune de informații relativ puține. Din această cauză se întreprind cercetări în două direcții :

— *Verificarea ventilelor în instalații de mare putere.* Un exemplu de asemenea instalații îl constituie echipamentul laboratoarelor de la Rheinau din R.F.G. În aceste laboratoare se dispune de instalații de încercări sintetice pînă la tensiunea de 400 kV.

— *Verificarea comportării instalațiilor de transport în ansamblu.* În acest caz cercetarea se referă la supratensiuni de comutație, la influența armonicelor, rolul filtrelor, influența defectelor de punere la pămînt pe partea de curent continuu și alternativ etc.

Prof. *Gh. Hortopan*

E 2040

SUMAR ŞI INDEX ALFABETIC DE AUTORI

ANUL XVI, 1968

SUMAR

1. CZ 061.3 Colectivităţi. Congrese

CZ 061.3 : 621.31/32.001.2 „1968"

1.1. *Progresul tehnic în industria electrotehnică* (Cronică : Avramescu, A.).
5, 200—204

CZ 061.3 : 621.311.1 „1968"

1.2. *Simpozionul de „Analiza şi sinteza reţelelor electrice"* (Cronică : Avramescu, A.).
2, 77—78

CZ 061.3 : 621.313 Electroputere „1968"

1.3. *Simpozion de comunicări tehnico-ştiinţifice la Uzina „Electroputere"* — Craiova (Cronică : Avramescu, A.).
2, 79—80

CZ 061.3 : 621.35 C.E.I.

1.4. *Hexafluorura de sulf în discuţia C.E.I.* (Cronică : Ciofu, V.).
2, 75—76

CZ 061.3 : 621.38.004.6

1.5. *Al II-lea seminar de fiabilitate* (siguranţă în funcţionare) *a echipamentelor tehnice* (Cronică : Ţurcaşu, C.).
4, 160

2. CZ 51 Matematici

CZ 516.8 : 3.012.1

2.1. Andronescu, P. : *Semificaţia principală a versorului.*
12, 441—447

CZ 517.947 : 511.12 : 621.3

2.2. Babuška, I., Prager, M. şi Vifasek, E. : *Procese numerice în ecuaţiile diferenţiale* (Recenzie : Stănciulescu, Fl.).
3, 116—117

3. CZ 534 Acustică

3.1. Referate : 1 (1)

4. CZ 537/538 Electricitate. Electromagnetism

CZ 537.311.3 : 536.51 : 621.317.339

4.1. Goia, L. şi Goldenberg, R. : *Termometru cu termistor.*
3, 105—109

CZ 537.523.3 : 530.182 : 621.315.615/619

4.2. Avramescu, A. : *Legi de similitudine ale descărcărilor între pereţi izolanţi în aer.*
5, 161—166

CZ 537.525 : 532.5 : 621.313.12.011.001.24

4.3. Nicolaide, A. : *Studiul canalelor magnetohidrodinamice cu simetrie periodică prin metoda transformărilor conforme.*
11, 401—406

CZ 537.525.6 : 662.59

4.4. Nachman, M. şi Gheorghiu Adriana : *Cu privire la caracteristica electrică generalizată a arzătoarelor cu jet de plasmă.*
7, 279—280

CZ 538.632 : 621.317.42

4.5. Fränkel, D. : *Despre o nouă posibilitate de liniarizare a sondei Hall.*
7, 274—278

CZ 538.663

4.6. * * * *Efectul magnetohidrodinamic în medii lichide* (Recenzie : Carabulea, A.).
1, 33—34

4.7. Referate : 8 (1) ; 11(1)

5. CZ 539 Fizica solidului

CZ 539.11 : 621.314.63

5.1. Kittel, C. : *Introducere în fizica solidului* (Recenzie : Stănciulescu, Fl.).
2, 67

5.2. Referate :2 (1)

6. CZ 62 Ştiinţe tehnice

CZ 62 : 51

6.1. Fenyö, S. şi Frey, T. : *Metode matematice moderne în tehnică* (Recenzie : Stănciulescu, Fl.).
2, 67—68

6.2. Referate : 2(1)

7. CZ 621.3 Electrotehnică generală

CZ 621.03.2 : 621.3.014.34

7.1. Bompa, L. *Cîmpul magnetic al unui dispozitiv feromagnetic fără armătură cu periodicitatea axială.*
7, 245—254

CZ 621.3.0 (021)

7.2. Thurin, J. : *Electricitate generală* (Recenzie : Carabulea, A.).
7, 282

CZ 621.3.003

7.3. * * * *Probleme tehnico-economice privind dezvoltarea maşinilor şi sistemelor electrice* (Recenzie : Carabulea, A.).
2, 68

CZ 621.3.011 : 620.93

7.4. Nedelcu, N. V. : *O nouă teoremă generală a conversiunii electromecanice.*
12, 454—461

CZ 621.3.015.5 : 621.314.2.048.1

7.5. Marinescu, A, şi Popescu, S. : *Ciclul de istereză al nivelului de descărcări parţiale — indiciu asupra stării izolaţiei transformatoarelor.*
2, 41—48

CZ 621.3.016.1/2

7.6. Gehmlich, D. K., şi Hammond, S. B. : *Sisteme electromecanice* (Recenzie : Măgureanu, R.).
12, 474—475

CZ 621.3.017.71.001.24

7.7. Galan, N. : *Calculul puterii transmise corpurilor cilindrice încălzite prin inducţie.*
1, 3—9

CZ 621.3.018.44 : 538.542 : 620.19

7.8. Andreescu, M. : *Deformarea cîmpului electric datorită fisurilor existente într-un conductor masiv, aflat în regim electrocinetic staţionar. Aplicaţii în defectoscopia nedistructivă.*
2, 285—293

CZ 621.3.022.011

7.9. Hortopan, G. : *Din tehnica întreruperi curenţilor intenşi.*
9, 325—333

CZ 621.3.045

7.10. *Procedeu şi dispozitive pentru bobinarea maşinilor electrice mici de curent continuu* (Brevet : Nistor, A.).
2, 72—74

CZ 621.3.048.1 : 551.5

7.11. Keméný, R. : *Studiul conductoarelor de bobinaj şi a lacurilor de impregnare pentru condiţii de climat deosebit.*
8, 306—310

CZ 621.3.066.6 : 621.3.011.3

7.12. Potolea, E.: *Impedanţele operaţionale la contactele întrerupătoarelor.*
3, 81—87

CZ 621.3 (075.8)

7.13. Frühling, A.: *Curs de electricitate* (Recenzie: Carabulea, A.).
7, 281—282

7.14. Referate: 2(6); 3(1); 8(2); (9(2)

8. CZ 621.311 Centrale nucleare

8.1. Referate: 7(1); 11(1)

9. CZ 621.312 Industria electrotehnică

CZ 621.312 : 621.31/36.022—76

9.1. Lăzăroiu, D. F.: *Aplicarea teoriei siguranţei în funcţionare la echipamentele electrotehnice de curenţi tari.*
10, 361—368

CZ 621.312 : 621.315.2 : 621.317.39 : 531.717

9.2. Lapahos, I.: *Aparat transistorizat pentru măsurarea centricităţii cablurilor izolate.*
11, 428—430

CZ 621.312 : 621.357.75 : 621.389

9.3. Grünwald, E.: *Electroliţi pe bază de fluoboraţi pentru depunerea metalelor la confecţionarea circuitelor imprimate.*
7, 272—274

CZ 621.312 : 001/2

9.4. Avramescu, A.: *Spre noi concepţii în industria electrotehnică.*
1, 1—2

CZ 621.312.004.5/6

9.5. Dobrescu, D. şi Brill, A.: *Abacă pentru determinarea parametrilor fiabilităţii (siguranţei în funcţionare) produselor electrotehnice.*
7, 254—261

CZ 621.312.004.6

9.6. Lăzăroiu, D. F.: *Nivelul şi căile de creştere ale siguranţei în funcţionare la produsele şi echipamentele electrotehnice.*
12, 447—453

CZ 621.312 (42)

9.7. Drucquer, L.: *Cîteva consideraţii asupra industriei electrotehnice* (Recenzie: Bunea, V.).
1, 34

10. CZ 621.313 Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare

CZ 621.313

10.1. Ciunihin, A. A.: *Aparate electrice* (Recenzie: Carabulea, A.).
9, 357

CZ 621.313 + 621.34.075.8

10.2. Fransua, Al.: *Maşini şi acţionări electrice* (Recenzie: Bunea, V.).
4, 157—158

CZ 621.313 : 621—5

10.3. Veşenevski, S. N. *Caracteristicile motoarelor în acţionările electrice* (Recenzie: Nedelcu, V.).
12, 476

CZ 621.313.1 : 621.314.2 : 534.83

10.4. Lăzăroiu, F. D.: şi Bichir, N. I.: *Zgomotul maşinilor şi transformatoarelor electrice* (Recenzie: Bahrin, I.).
8, 321

CZ 621.313.1.001.13

10.5. Bălă, C.: *Proiectarea maşinilor electrice* (Recenzie: Bunea, V.).
9, 323—324

CZ 621.313.1.012.8

10.6. Jones, Ch. V.: *Teoria unificată a maşinilor electrice* (Recenzie: Măgureanu, R.).
12, 475—476

CZ 621.313.1.042.3

10.7. Moraru, A.: *Asupra metodelor de calcul magnetic ale dinţilor de secţiune variabilă.*
3, 88—93

CZ 621.313.13—181.4.016.22

10.8. Natraşevschi, A., Oprendeck, B. şi Pfeiffer, M.: *Metode pentru măsurarea puterii utile la micromotoare.*
2, 48—52

CZ 621.313.222—523.2 : 621.314.63.025.1

10.9. Micu, E.: *Caracteristicile mecanice ale motorului serie alimentat de la un redresor comandat monofazat.*
9, 334—340

CZ 621.313.223.011.1

10.10. Seracin, E. şi Bartzer, Şt.: *Studiu asupra modelării matematice a motorului de curent continuu cu excitaţie în derivaţie.*
4, 121—135

CZ 621.313.32.013.8.001.3

10.11. Zickman, M.: *Sisteme moderne de excitaţie a generatoarelor sincrone.*
10, 368—377

CZ 621.313.32.017.001.5

10.12. Măgureanu, R.: *O nouă metodă recuperativă de încărcare a maşinii sincrone.*
11, 413—417

CZ 621.313.32.042.13.045.56

10.13. Drăgănescu, O.: *Maşini sincrone cu piese polare masive şi colivie transversală.*
1, 9—16

CZ 621.313.322.016.33

10.14. ⁺₊ *Alternatoare de mare putere în regim tranzitoriu* (Recenzie: Carabulea, A.).
6, 239

CZ 621.313.323.026.447/8

10.15. ⁺₊ *Stadiul actual al tehnicii motoarelor sincrone mari* (recenzie: Carabulea, A.).
4, 158

CZ 621.313.33.627.5

10.16. ⁺₊ *Motoare asincrone mari pentru înaltă tensiune* (Recenzie: Carabulea, A.).
8, 321

CZ 621.313.333.002.2 : 621.312

10.17. Nicolescu, E.: *Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone.*
6, 205—214

CZ 621.313.333.011/012.001.41

10.18. Asupra articolului **„O nouă metodă de control al parametrilor nominali ai motoarelor asincrone**, de prof. dr. ing. Nedelcu, V. N., apărut în Electrotehnica **14**, nr. 8, 1966, p. 271—273 (Discuţii: observaţii de ing. B. Oprendeck şi răspuns, prof. dr. ing. V. N. Nedelcu).
1, 32—33

CZ 621.313.333.017.2/3

10.19. Babuţia, I.: *Completări la articolul „Noi contribuţii la determinarea şi reducerea pierderilor suplimentare din motoarele asincrone trifazate* (Notă).
3, 116

CZ 621.313.333.025.2/3.004.2

10.20. Saviuc, V. şi Lucanu, M. T.: *Cîteva consideraţii asupra funcţionării motoarelor asincrone trifazate la întreruperea unei faze, utile la protecţia acestora.*
6, 215—222

CZ 621.313.333.1 : 621.315.53

10.21. Cota, A., Crihană, G. şi Chivăran, C.: *Criterii de calitate privind turnarea coliviilor de aluminiu pentru motoarele asincrone în scurtcircuit.*
6, 235—239

CZ 621.313.333—187 : 621.312.002.6

10.22. Oprendeck, B.: *Metode pentru controlul statistic final al fabricaţiei în serie de motoare asincrone.*
5, 166—178

CZ 621.313.333.2.045.13.001.2

10.23. Nicolescu, E.: *Proiectarea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, plecînd de la caracteristicile de pornire impuse.*
8, 302—305

CZ 621.313.333—585

10.24. Răduţ, C.: *Motoare asincrone fără colector cu viteză variabilă.*
7, 261—271

CZ 621.313.333.1—573

10.25. Liveanu, M.: *Determinarea cuplului mediu de pornire la motoarele asincrone cu inele.*
2, 52—56

10.26. Referate: 1(2); 2(2); 3(1); 4(2); 6(3); 7(2); 8(2); 9(6); 10(6); (11(1); 12(1)

11. CZ 621.314 Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Redresoare

CZ 621.314.2.013.5 + 621.3.017.3

11.1. Bălă, C. şi Diculescu Sofia: *Cîmpul magnetic. Reactanţa de scăpări şi pierderile suplimentare în sarcină la transformatoarele cu înfăşurări depuse pe coloane diferite.*
5, 179—186

CZ 621.314.2.045.16 : 621.315.53.017.7

11.2. Ciubotaru, T. şi Lăzărescu, E.: *Calculul termic al înfăşurărilor din folie de aluminiu pentru transformatoarele de putere în ulei.*
6, 222—225

CZ 621.314.223.027.8 : 621.3.015.34.001.57

11.3. Mathé, B.: *Studiul repartiţiei tensiunii de impuls pe înfăşurările serie-paralel ale autotransformatoarelor.*
9, 351—356

CZ 621.314.224.3.014.33.001.24

11.4. Manolescu, P.: *Analiza liniară a funcţionării transformatorului de curent în regim tranzitoriu de scurtcircuit* (Pentru tînărul inginer).
5, 189—198

CZ 621.314.63 : 621.317.614

11.5. Lupaş, O. şi Grînescu, S.: *Aparat pentru măsurarea dinamică a caracteristicii inverse curent-tensiune la celule redresoare cu siliciu.*
6, 230—234

CZ 621.314.63—187 : 621.317.384

11.6. Lupaş, O.: *Aparat pentru încercarea în sarcină a tiristoarelor.*
5, 186—189

11.7. Referate: 1(3); 2(2); 3(3); 4(1); 6(2); 7(1); 8(3); 9(1); 10(3); (12(1)

12. CZ 621.315 Transmisia energiei electrice. Linii aeriene. Cabluri subterane. Conductoare. Materiale izolante

CZ 621.315.1.017 : 621.372.2.091 : 681.332

12.1. Adămuţ, I.: *Consideraţii metodologice privind cercetarea pe calculatoare analogice a fenomenelor de propagare pe linii cu pierderi prin metoda lanţului cu cuadripoli*
11, 406—412

CZ 621.315.1/2.017.7 : 621.3.014.3

12.2. Suciu, I.: *Studiul solicitărilor termice tranzitorii ale căilor de curent în ipoteza că pierderile dezvoltate şi transmisivitatea termică variază cu temperatura.*
12, 461—468

CZ 621.315.6.002.4 : 025.4 C.E.I.

12.3. Popescu Cristiana şi Lefter Cecilia: *Problemele clasificării materialelor electroizolante şi stadiul ei actual pe plan internaţional.*
10, 383—388

CZ 621.315.61 : 061.3 C.E.I.

12.4. *Şedinţa comitetului 15 C.E.I.*, Varşovia — septembrie 1967 (Cronică : Mihăescu Maria-Ana).
1, 40

CZ 621.315.61.027.3

12.5. Nyluna, K. şi Moller, W.: *Perfecţionarea izolaţiei moderne de înaltă tensiune* (Recenzie : Bercu, A.).
7, 281

CZ 621.315.623.3.027.3.001.2 : 621.315.92

12.6. Popescu, Ch. şi Huidu, Th.: *Probleme ale proiectării izolatoarelor suport de interior din răşini epoxidice*
11, 417—428

12.7. Referate: 1(1); 3(6); 4(2); 5(4); 6(8); 7(1); 8(1); 10(7),; 11(1); 12(1)

13. CZ 621.316 Distribuţia energiei electrice, Reţele de distribuţie. Deschiderea şi închiderea circuitelor. Protecţia aparatelor

CZ 621.316.1.051 : 519

13.1. Racoveanu, N.: *Unele aplicaţii ale teoriei distribuţiilor la studiul reţelelor electrice* (Pentru tînărul inginer).
3, 110—116

CZ 621.316.57.001.24

13.2. Kesselring, F.: *Bazele teoretice pentru calculul aparatelor de conectare* (Recenzie: Avramescu, A.).
11, 437—438

CZ 621.316.717.018.44 : 621.313.333.1.072.1

13.3. Atanasiu, G.: *Reostat autoreglabil pentru pornirea motoarelor asincrone cu rotorul bobinat.*
9, 345—350

CZ 621.316 — 926.2/3.027.25

13.4. Pesici, M.: *Criteriu de selectivitate la siguranţele de joasă tensiune.*
8, 311—315

13.5. Referate: 1(2); 2(2); 5(1); 6(2); 8(1); 11(2); 12(1)

14. CZ 621.317 Tehnica măsurilor electrice. Aparate de măsură

CZ 621.317.381 : 621.313.1.016.23

14.1. Natraşevschi, A.: *Aparat pentru măsurarea cuplului la micromotoare.*
6, 225—229

CZ 621.317.42 : 538.632 : 621.313.1.042.1

14.2. Lăzăroiu, D. F. şi Şlaiher, S.: *Contribuţie la determinarea cîmpului magnetic în întrefierul maşinilor electrice.*
8, 294—301

CZ 621.317.42.015.11 : 538.632

14.3. De Sabata, I. şi Lăpuşan, V.: *Consideraţii asupra tensiunii traductoarelor Hall şi a rezistenţei electrice a traductoarelor magnetorezistive.*
8, 315—320

CZ 621.317.727.001.57 : 621.316.991

14.4. Goia, L. şi Stănescu, M.: *Baie electrolitică pentru studiu pe model al prizelor de pămînt.*
10, 389—395

CZ 621.317.784.016.24 : 538.632

14.5. Heler, A. şi Daba, D.: *Scheme electrice de wattmetre magnetorezistive, în curent alternativ sinusoidal, fără erori de metodă*
12, 469—474

CZ 621.317.784.025 : 538.632

14.6. Heler, A. şi Daba, D.: *Noi scheme electrice de varmetre magnetorezistive în curent alternativ.*
10, 11, 430—436

CZ 621.317.79 : 621.314.63.601.41

14.7. Lupaş, O.: *Aparat pentru încercarea în sarcină a sculelor redresoare de putere cu siliciu.*
4, 147—156

14.8. Referate: 1(4); 5(1); 8(1); 9(1); 10(2); 11(1); 12(1)

15. CZ 621.318 Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee

CZ 621.318.22

15.1. Cedighian, S.: *Materiale magnetice* (Recenzie: Lupaş, O).
6, 239—240

CZ 621.318.33.025.4.001.24

15.2. Saal, C.: *Contribuţii la teoria vibratorului electromagnetic sincron polarizat.*
2, 56—63

15.3. Referate: 2(1); 3(1); 5(1); 8(1); 9(1); 11(1); 12(1)

16. CZ 621.319 Condensatoare

CZ 621.319.4 : 061.3 CEI

16.1. *Din activitatea C.E.I.* Şedinţa Comitetului tehnic 33 CEI, Praga — iulie 1967 (Cronică: Lazaride, G.).
1, 39—40

CZ 621.319.4.001/2 : 621.312

16.2. Renne, V. T. ş.a.: *Calculul şi construcţia condensatoarelor* (Recenzie: Bercu, V.).
3, 117—118

CZ 621.319.4.027.8

16.3. Held, W. ş.a.: *Condensatoare acumulatoare de energie* (Recenzie: Bercu, A.).
10, 396—397

16.4. Referate: 1(1); 2(2); 6(2); 7(2)

17. CZ 621.32 Iluminatul electric

17.1. Referate: 8(1); 12(1)

18. CZ 621.34 Acţionări electrice

CZ 621.34 : 621—52

18.1. Teodorescu, D.: *Servomotorul amplificator şi aplicaţiile lui în automatizări* (Recenzie: Babuţia, I.).
11, 438

CZ 621.34.001.12 : 62—83

18.2. Benerman, V. I. şi Levţchi, M. N.: *Proiectarea instalaţiei electrice din întreprinderile industriale* (Recenzie: Carabulea, A.).
10, 395—396

CZ 621.34.001.2 : 621.9—519

18.3. Balaban, E., Irhaşiu, M., Boţan, C. şi Bordea, D.: *Studiu privind îmbunătăţirea schemei de comandă pentru acţionarea unei maşini-unelte.*
2, 64—66

19. CZ 621.35 Electrochimie

CZ 621.3.523.001.57 : 537.523.3

19.1. Tănăsescu, F.: *Studiul descărcărilor parţiale în alveolele unui dielectric.*
4, 136—146

19.2. Referate: 2(1); 5(1)

20. CZ 621.36 Electrocăldură

CZ 621.365.51.016.313

20.1. Alexe, C.: *Simetrizarea curenţilor la cuptoarele de inducţie pe frecvenţă industrială.*
1, 29—32

20.2. Referate: 6(1)

21. CZ 621.37 Tehnica oscilaţiilor

CZ 621.375.3.601.25

21.2. Crăciunescu, A.: *Calculul amplificatorului magnetic cu reacţie internă şi sarcină liniară pasivă.*
9, 340—345

CZ 621.375.826

21.2. * * * *Laseri. Cercetări şi aplicaţii industriale* (Recenzie: Carabulea, A.).
10,396

22. CZ 621.38 Dispozitive electronice

CZ 621.382.2.017.7

22.1. Silard, A.: *Metodă de analiză a proceselor termice nestaţionare în tiristoare.*
10, 378—383

23. CZ 621.616

CZ 621.616.011.1

23.1. Ene, M.: *Elaborarea unor reguli privind folosirea metodei mărimilor determinate în electrotehnică.*
1, 17—28

24. CZ 621.78 Tratamente termice ale metalelor

24.1. Referate: 5(1); 11(1)

25. CZ 621.825 Cuplaje

CZ 621.825—53 : 621.313.33

25.1. Bompa, L.: *Cuplajul asincron ca element în sisteme de reglare automată.*
3, 94—104

26. CZ 628.8 Iluminatul de siguranţă

CZ 628.879.6

26.1. * * * *Iluminatul de siguranţă* (Recenzie: Carabulea, A.).
1, 35

27. CZ 681 Mecanică de precizie

27.1. Referate: 2(1)

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

A

Ădămuț, I. : 12.1
Alexe, C. : 20.1
Andreescu, M. : 7.8
Andronescu, Pl. : 2.1
Atanasiu, G. : 13.3
Avramescu, A. : 1.1, 1.2, 1.3, 4.1, 9.4, 13.2

B

Bahrim, I. : 10.4
Balaban, E. : 18.3
Bălă, C. : 11.1
Bartzer, Șt. : 10.10
Babuția, I. : 10.19, 18.1
Bercu, A. : 12.5, 16.2, 16.3
Bompa, L. : 7.1, 25.1
Bordea, D. : 18.3
Boțan, C. : 18.3
Brill, A. : 9.5
Bunea, V. : 9.7, 10.2, 10.5

C

Carabulea, A. : 4.5, 7.2, 7.3, 7.13, 10.14, 10.15, 10.16, 18.2, 21.2, 26.1
Chivăran, C. : 10.22
Ciofu, V. : 1.4
Ciubotaru, T. : 11.2
Cota, A. : 10.21
Crăciunescu, A. : 21.1
Crihană, G. : 10.22

D

Daba, D. : 14.6, 14.7
De Sabata, I. : 14.3
Diculescu Sofia : 11.1
Dobre Silvia : 14.3
Dobrescu, D. : 9.5
Drăgănescu, O. : 10.13

E

Ene, M. : 23.1

F

Frankel, D. : 4.4

G

Galan, M. : 7.7
Gheorghiu Adriana : 4.3
Goia, L. : 4.1, 14.4
Goldenberg, R. : 4.1
Grînescu, S. : 11.5
Grünwald, E. : 9.3

H

Heler, A. : 14.5, 14.6
Hortopan, G. : 7.9
Huidu, Th. : 12.6

I

Irhașiu, M. : 18.3

K

Kemény Rozalia : 7.11

L

Lapahos, I. : 9.2
Lazaride, G. : 16.1
Lăpușan, V. : 14.4
Lăzărescu, E. : 11.2
Lăzăroiu, D. F. : 9.1, 9.6, 14.2
Lefter Cecilia: 12.13
Liveanu, M. : 10.25
Lucanu, M. T. : 10.21
Lupaș, O. : 11.5, 11.6, 14.7, 15.1

M

Manolescu, P. : 11.4
Marinescu, A. : 7.5
Mathé, B. : 11.3
Măgureanu, R. : 7.6, 10.6, 10.12
Micu, E. : 10.9
Mihăescu Ana-Maria : 12.4
Moraru, A. : 10.7

N

Nachaman, M. : 4.3
Natrașevschi, A. : 10.8, 14.1
Nedelcu, N. V. : 7.4, 10.3
Nicolaide, A. : 4.2
Nicolescu, E. : 10.17, 10.23
Nistor, A. : 7.10

O

Oprendeck, B. : 10.8, 10.18, 10.22

P

Pesici, M. : 13.4
Pfeiffer, M. : 10.8
Popescu, Ch. : 12.6
Popescu Cristiana : 12.3
Popescu, S. : 7.5
Potolea, E. : 7.12

R

Racoveanu, M. : 13.1
Răduț, C. : 10.24

S

Saal, C. : 15.2
Saviuc, V. : 10.20
Seracin, E. : 10.10
Silard, A. : 22.1
Stănciulescu, Fl. : 2.2, 5.1, 6.1
Stănescu, M. : 14.5
Suciu, I. : 12.2

Ș

Șlaiher, S. : 14.2

T

Tănăsescu, Fl. : 19.1

Ț

Țurcașu, C. : 1.5

Z

Zickman, M. : 10.11

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. PL. ANDRONESCU; prof. dr. doc. șt. tehn. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei Republici. Socialiste România; acad. dr. doc. șt. tehn. A. AVRAMESCU—redactor responsabil; ing. V. BUNEA; ing.V.CIOFU; prof. dri doc. șt. tehn. V. CORLĂȚEANU; ing. ȘT. GROSU; prof. dr. G. HORTOPAN—redactor responsabil adjunct; conf. ing. G. LAZARIDE; conf. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing M. OPASCHI; ing. A. POPA; prof. ing. CRISTIANA POPESCU; ing. VL. POPOVICI; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. R. RĂDULEȚ; ing. R. VLĂDOIANU.

Revista "ELECTROTEHNICA", organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, este editată de Oficiul de documentare și publicații tehnice al M.I.C.M., cu sediul în București, Calea Victoriei, nr. 133, Sectorul 1. Telefon: redactor șef: 14.90.27; secretar general de redacție: 13.90.87. Abonamentele se primesc la Biroul de aprovizionare comenzi-difuzare, telefon: 16.21.70 interior 173. Instituțiile pot achita abonamentele în contul nostru de virament 026002 Banca Națională a Republicii Socialiste România — Filiala Sectorul 1, București. Tarif pentru instituții și întreprinderi: lei 100 anual; pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual. Costul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea poligrafică "Informația", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, c. 5990

Taxele poștale plătite în numerar conform aprobării E.G.P. nr. 10/8569/1967.

41 400

Gamă constructivă vastă

manevrabile şi rapide

balkancar

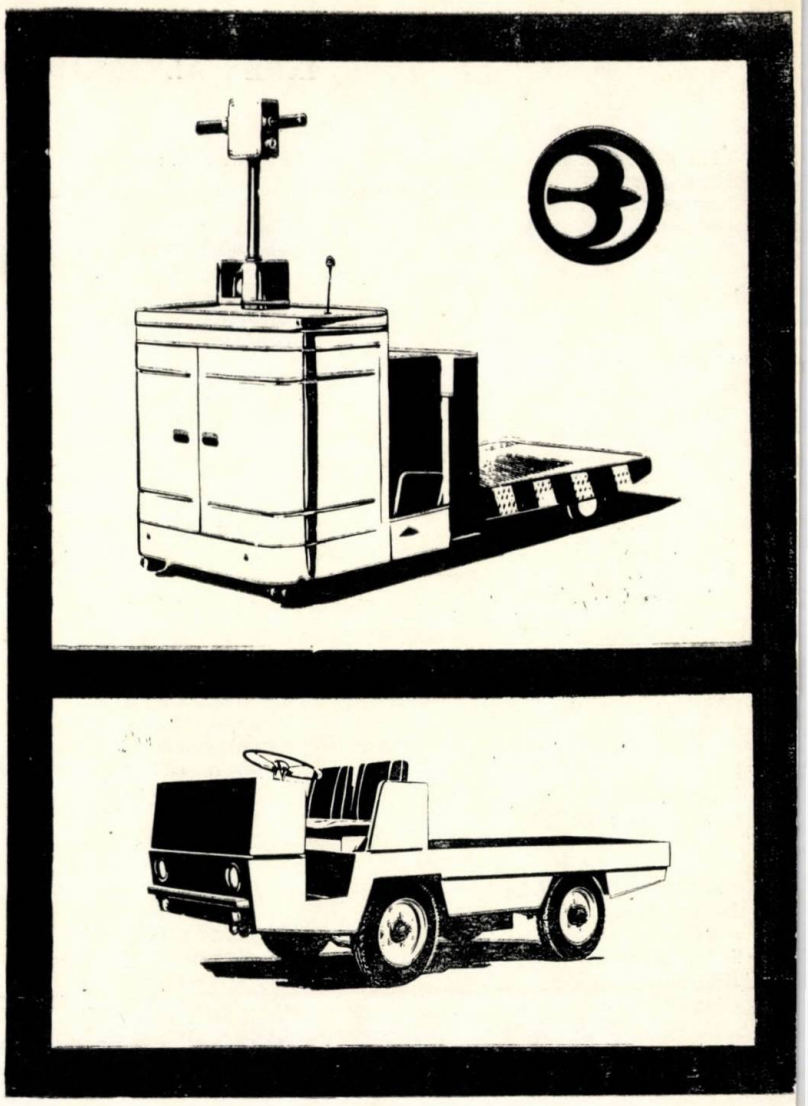
- CĂRUCIOARE ELECTRICE CU PLATFORMĂ
  capacitate de încărcare de la 630 la 3 000 kg
- CĂRUCIOARE ELEVATOARE ELECTRICE CU CURSĂ DE RIDICARE REDUSA
  capacitate de încărcare de la 630 la 5 000 kg
  cursa de ridicare 125 mm
  ansamble hidraulice de tip PLESSEY sau BOSCH
- CĂRUCIOARE ELECTRICE PENTRU TRACTAT
  forţă de tracţiune 50, 100 sau 250 kg
- CĂRUCIOARE BASCULANTE ELECTRICE
  sarcină utilă pînă la 2000 kg

Informaţii detaliate şi oferte:

BALKANCAREXPORT, Bulgaria

Sofia, str. Aksakov nr. 5, telefon 88—53—21

Telex: 386, telegrame: BALKANCAREXPORT, SOFIA



TITLURI DOCUMENTARE

CZ 621.313 **Maşini electrice de curent continuu şi alternativ. Generatoare. Motoare**

CZ 621.313 :061.43(43-2.27) „1967"

Weppler, R. şi *Hockel, I.* **Maşinile electrice şi mecanismele motoarelor.** În : Elektrotech. Z, (ETZ-B) **19**, nr. 14, 1967, 14 iul, p. 397—400, 4 fig.

CZ 621.313.1 :621.315.61.001.5

Kosyrew, N. D. **Comportarea izolării maşinilor electrice la solicitarea tensiunii de şoc.** În : Elektrie **21**, nr. 11, 1967, p. 414—417, 7 fig., 1 tab., 3 ref. bibl.

CZ 621.313.292 :621.314.6 :621.382.233

Baranov, B. K. şi *Stromin, B.A.* **Motor electric cu redresor.** În : Elektrotehnika **38**, nr. 5, mai 1967, p. 18—20, 4 fig., ref. bibl.

CZ 621.313.23.012.8

Hosemann, G. **Schemă echivalentă cu o seară reală pentru rotorul maşinii sincrone şi determinarea schemei de încercare.** În: Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 14, 1967, p. 333—339, 7 fig., 1 tab., 1 ref. bibl.

CZ 621.313.322.013.82

Fischer, R. **Selecţia maximală a contratensiunii şi rezistenţa cîmpului adiţional în caz de dezexcitaţie rapidă în maşinile sincrone.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 12, 1967, p. 229—302, 4 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.313.33.025.1-57 :621.314.2

Kravcik, A.E. **Despre alegerea transformatoarelor de pornire pentru maşini asincrone cu rotor monofazat.** În : Elektrotehnika **38**, nr. 4, apr 1967, p. 26—28, 5 fig., 1 tab., 4 ref. bibl.-

CZ 621.314 **Transformarea energiei electrice. Transformatoare. Convertizoare. Redresoare. Comutatrice**

CZ 621.314.2.08-181.2

Sokolov, B.I. **Încălzirea transformatoarelor de mare putere cu utilizarea redresoarelor din siliciu.** În : Energhetik **15**, nr. 5, mai 1967, p. 29—31, 2 fig.

CZ 621.314.21 :621.314.63

Feyertag, H. **Transformatoare pentru instalaţii de redresare cu siliciu.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 21, 20 oct 1967, p. 609—614, 7 fig., 6 ref. bibl.

CZ 621.314.21 + 621.314.22.08 :061.43(43-2.27) „1967"

Brandes, D. şi *Zahorko, R.* **Transformatoarele de putere şi transformatoarele de măsură.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 14, 14 iul 1967, p. 400—404, 12 fig.

CZ 621.314.27 :621.33

Gathmann, H. **Tehnica convertizoarelor statice în domeniul căilor ferate.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 17, 1967, p. 425-429, 7 fig., 26 ref. bibl.

CZ 621.314.5 :061.43 (43-227) „1967"

Mörz, G. şi *Kanngiesser, W.K.* **Tiristoare.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 14, 14 iul 1967, p. 404—407, 4 fig.

CZ 621.316 **Distribuţia energiei electrice. Reţele. Redeschiderea şi închiderea circuitelor. Reglarea mărimilor electrice. Protecţia aparatelor şi instalaţiilor**

CZ 621.316.1.004.4 :621.316.99

Tuerke, J. **Specificaţii pentru reţelele locale.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 11, 2 iun 1967, p. 329—344, 6 fig., 1 tab., 7 ref. bibl.

CZ 621.316.13.018

Bergmann, C. **Studii fundamentale asupra oscilaţiilor de relaxare în reţelele trifazate.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 12, 1967, p. 292—298, 13 fig., 9 ref. bibl.

CZ 621.316.37 :621.317.32

Waldmann, E. şi *Zahorko, R.* **Măsurarea industrială a tensiunii în posturile de distribuţie cu amplificatoare de măsură medii cu cuplaj capacitativ.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 13, 1967, p. 309—312, 5 fig.

CZ 621.316.37.027.4 :621.316.54.027.4 :061.43(43-2.27) „1967"

Floerke, H., Jager, K. şi *Wierny, H.* **Aparataj de joasă tensiune şi relee pentru joasă tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 14, 14 iul 1967, p. 412—418, 17 fig.

CZ 621.316.54.027.6 + 621.316.37.027.6 :061.43(43-2.27) „1967"

Fleck, B. şi *Horn, W.* **Aparataj de înaltă tensiune.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 14, 14 iul. 1967, p. 407—412, 10 fig.

CZ 621.316.57.001.4

Hochrainer, A. **Încercarea disjunctoarelor după metoda a patru parametrii.** În : Electrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 14, 1967, p. 344—346, 7 fig., 4 ref. bibl.

CZ 621.316.933.8.027.26

*** **Securitatea în reţelele de joasă tensiune** (Al treilea raport asupra reuniunii experţilor VDE de la Dortmund). În : Elektrotech. Z. (ETZ. B) **19**, nr. 13, 30 iun 1967, p. 369—389.

CZ 621. 318 **Aplicaţii industriale ale magnetismului şi magneţilor. Electromagneţi. Relee**

CZ 621.318.2.002.2.004.12

Fahlenbrach, H. **Producţia şi proprietăţile materialelor pentru magneţi permanenţi.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-B) **19**, nr. 16, 11 aug 1967, p. 477—483, 6 fig., 1 tab., 49 ref. bibl.

CZ 621.318.322-81.001.57

Fork, K. şi *Roggenhofer, L.* **Încercarea unui model matematic a unui turboalternator.** În : Elektrotech. Z. (ETZ-A) **88**, nr. 13, 1967, p. 317-321, 13 fig., 1 tab., 6 ref. bibl.

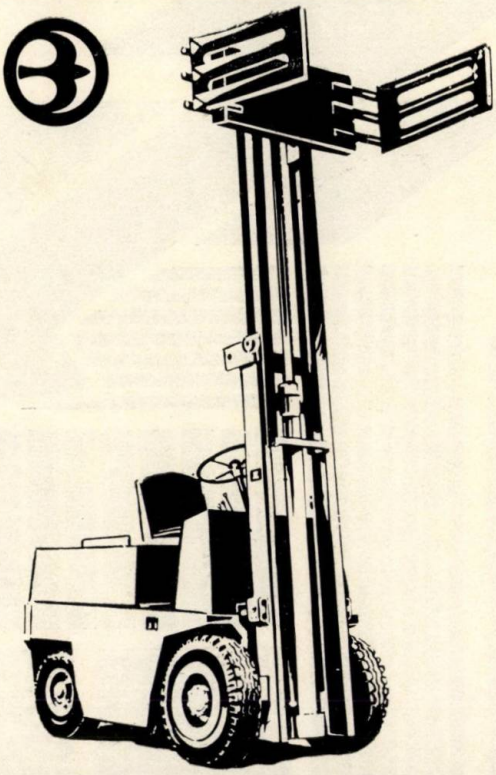
CZ 621.318.562.7 : 621-501

Stanko, K. **Releu de timp acţionat cu motor, pentru sistemele de comandă.** În : Siemens Z. **41**, nr. 4, aug 1967, p. 258—259, 1 fig.

Manevrabilitate mare
Construcţie robustă şi sigură
Randament ridicat

Cărucioare elevatoare electrice

cu înălţime de ridicare mare



balkancar

CU PATRU ROŢI

capacitate de încărcare de la 1 000 la 5 000 kg
înălţime de ridicare pînă la 5 600 mm
cu posibilitate de adaptare a unui dispozitiv
cu tiratroane cu semiconductoare pentru reglarea vitezelor

CU TREI ROŢI

capacitate de încărcare de la 630 la 1 250 kg
înălţime de ridicare pînă la 4 500 mm
cu posibilitate de realizare cu o singură coloană

CU DISPOZITIV RETRACTABIL DE RIDICARE LONGITUDINALĂ

capacitate de încărcare pînă la 1 000 kg
înălţime de ridicare pînă la 4 500 mm

CU DISPOZITIV RETRACTABIL DE RIDICARE LATERALĂ

capacitate de încărcare pînă la 2 000 kg
înălţime de ridicare pînă la 4 500 mm

CU CONDUCTOR NEPURTAT

capacitate de încărcare pînă la 1 000 kg
înălţime de ridicare pînă la 4 500 mm

Ansamblele hidraulice pentru toate cărucioarele electrice cu înălţime de ridicare mare sînt de tipul PLESSEY sau BOSCH. Pentru cărucioarele elevatoare electrice cu înălţime de ridicare mare *BALKANCAR* furnizează o vastă gamă de dispozitive de prindere amovibile pentru manipularea diferitelor sarcini.

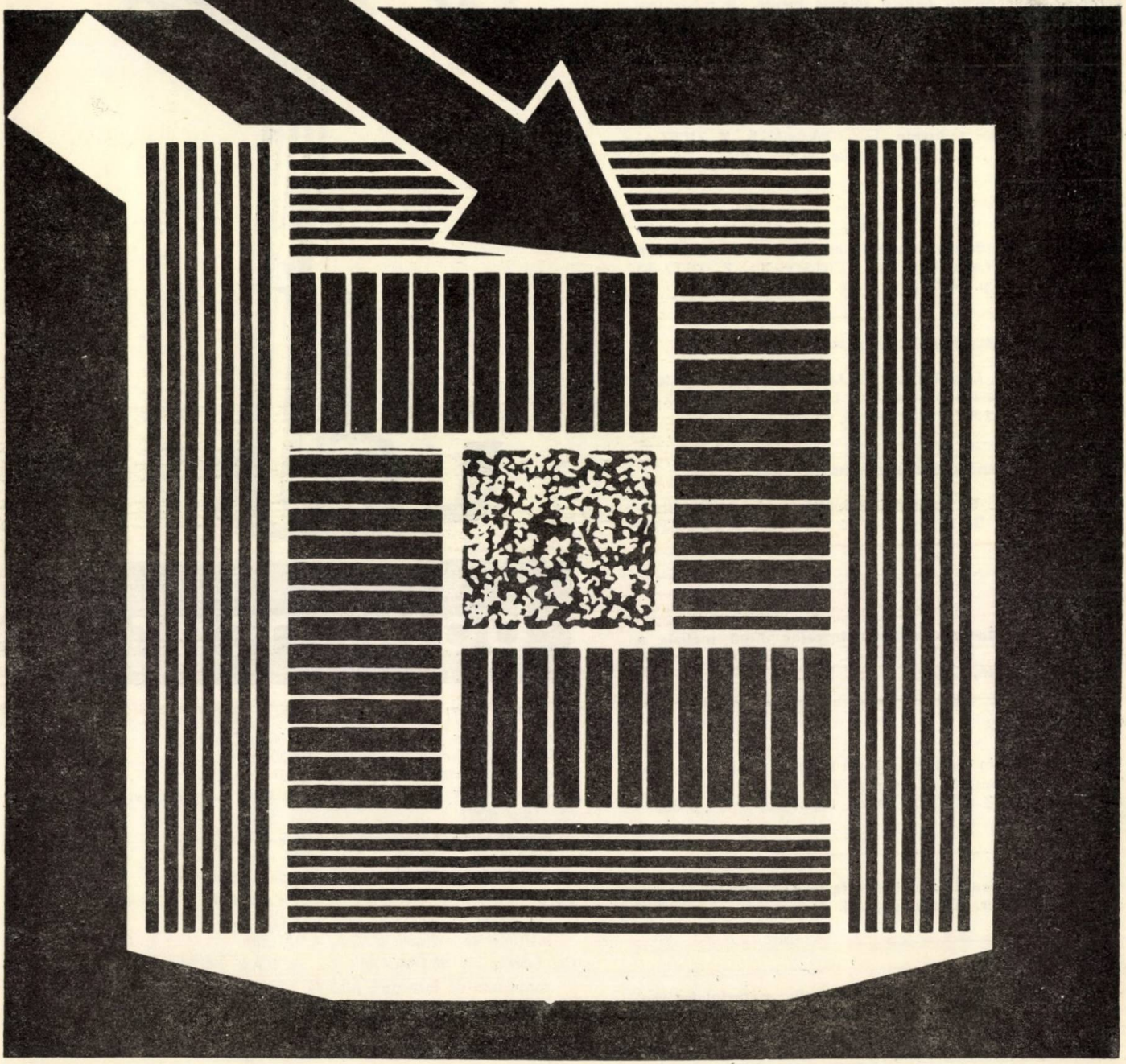
Informaţii detaliate şi oferte:
BALKANCAREXPORT, Bulgaria
Sofia, str. Aksakov, nr. 5, telefon: 88-53-21
Telex: 386, telegrame: BALKANCAREXPORT, SOFIA

SPRE TEHNICA INAINTATĂ

prin topirea și încălzirea cu cuptoare LEW de frecvență industrială

Programul nostru de producție cuprinde cuptoare de topit în creuzet sau în jgheaburi într-o scară rațională de puteri. Doar opt tipuri fundamentale de ansambluri mecanice sau electrice sînt suficiente pentru a combina 50 de instalații de cuptoare pentru oțel, aluminiu sau cupru

Adresați-ne nouă cererile



Exportator :

Elektrotechnik

EXPORT-IMPORT

Volkseigener Aussenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik
DDR 104 Berlin, Chausseestrasse, 111/112, Republica Democrată Germană

Cei interesați se pot adresa la :

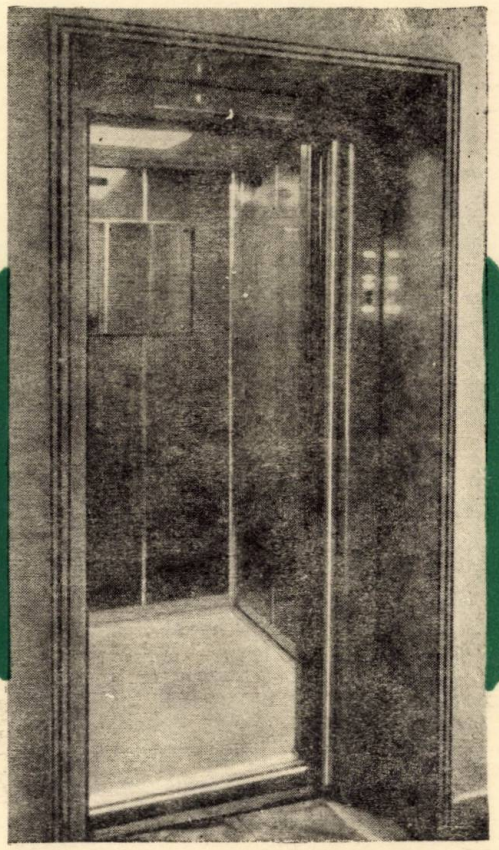
Biroul tehnic comercial DIA Electrotehnik
Secția Comercială de pe lîngă Ambasada
R.D.G., în Republica Socialistă România

Calea Dorobanților, nr. 14, București

LEW

Publicom

întreprinderea de fabricație și montaj ascensoare



Proiectează, construlește și montează următoarele tipuri de ascensoare:

— Ascensoare de persoane pentru imobile de locuit și clădiri social administrative
— Ascensoare pentru spitale și policlinici
— Ascensoare pentru materiale, 320—5000 kgf
— Ascensoare de 100 kgf
— Ascensoare de persoane sau materiale pentru medii; umed, umed salin sau cu praf
— Piese de schimb pentru ascensoare de fabricație IFMA

În funcție de destinația ascensorului se pot realiza următoarele programe de funcționare:

— Comenzi universale cu uși de acces semiautomate sau automate. Comenzi colectiv—selective cu uși de acces automate
— Comenzi colective în jos, cu uși de acces automate
— Comenzi colective, duplex

Șos. Giulești, nr. 8, telefon 17.45.00; 18.32.00

1969 MAR 2

ICPE

INSTITUTUL DE CERCETARE ŞI PROIECTARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

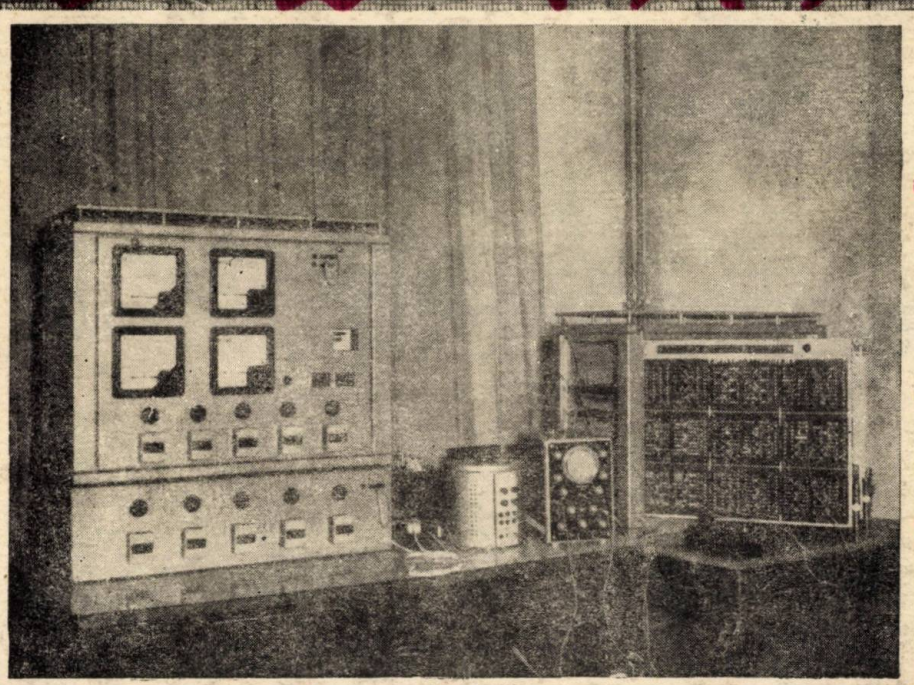
din Bucureşti. Bd. T. Vladimirescu 45, telefon 16.41.40—16.41.48

Электротехнический Научно-исследовательский и Проектный Институт

Electrical Engineering and Research Institute

Forschungs-und Projektierungsinstitut für die Elektroindustrie

Institut de Recherches et Projets pour l'industrie Électrotechnique



Primeşte comenzi de cercetare şi proiectare, cu profil electrotehnic.

Institutul execută studii, încercări, omologări şi prototipuri din domeniul maşinilor şi transformatoarelor electrice, aparatelor de joasă şi înaltă tensiune, acţionărilor electrice, climatizării produselor industriale, calculelor cu maşini electronice, materialelor electrotehnice.